Elektronica en Telecommunicatie 4

Gemeenschappelijke publikatie van de
Sectie voor Telecommunicatietechniek van het K.I.v.I. en het
Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap.
Redactie-adres: Prinsessegracht 23, Den Haag.

621.372.4

Bandwidth Characteristics of Parallel-coupled Transmission Line Filters [1])

by M. A. Halim and M. A. K. Hamid, University of Manitoba, Winnipeg, Canada

Summary: The bandwidth of a parallel-coupled transmission line filter as predicted previously by image parameter theory or modern network theory is in disagreement with experiment, the amount of error being dependent on the design bandwidth. A simple method to estimate this error is developed and a theoretical error curve is presented.

1. Introduction

Strip transmission lines with different types of coupling and cross sections are frequently used to construct microwave filters. A common circuit configuration is shown in Fig. 1 and contains parallel-coupled 'zero-thickness' strips, which is physically realized by copper foil strips sandwiched between dielectric slabs which are clad with copper on their outer surfaces.

Image parameter theory [1], as well as modern network theory [2, 3] can be used to design such filters. In both cases, however, the predicted bandwidth is in disagreement with experiment.

For a filter with a specified number of coupled sections, the amount of error depends upon the design bandwidth. On the other hand, if the design bandwidth is specified, then the amount of error varies with the number of coupled sections used to construct the filter.

One way to obtain the error in bandwidth is to construct a number of filters, with a given number of sections, for different bandwidths, and prepare an experimental error curve. A similar error curve can also be prepared for a given bandwidth using different numbers of coupled sections. However, this method is troublesome, time consuming and expensive and some theoretical means for estimating this error would therefore be desirable.

In this paper, the error encountered with filters, designed by modern network theory [2, 3], has been discussed and a simple method to estimate this error has been developed.

[1]) Manuscript ontvangen 10 maart 1970.

2. Filters designed by modern network theory

Using modern network theory and assuming the narrow-band approximation, the following design equations have been obtained [2, 3]:

$$\frac{Z_{oek}}{Z_o} = \frac{\Omega_c}{g_1} + \frac{Z_k}{Z_o}, \tag{1a}$$

$$k = 1, 2, 3 \ldots$$

$$\frac{Z_{ook}}{Z_o} = \frac{\Omega_c}{g_1} - \frac{Z_k}{Z_o}, \tag{1b}$$

$$\frac{Z_k}{Z_o} = \frac{2}{g_i} \sqrt{g_k g_{k+1}} \qquad k = 2, 3, 4. \quad \begin{cases} \dfrac{N}{2} \text{ for even } N \\ \dfrac{N+1}{2} \text{ for odd } N \end{cases} \tag{2}$$

$$\frac{Z_1}{Z_o} = \sqrt{\frac{2g_2}{g_1}} \tag{3}$$

where:

N = number of strip-line filter sections;

g_1, g_2 = element values in prototype high-pass filter,

$\Omega_c = \tan\left[\frac{\pi}{2}\cdot\frac{\omega_c}{\omega_0}\right]$ = normalized pass-band cut-off frequency high-pass filter;

ω_c = pass-band cut-off frequency of strip-line filter;

ω_o = centre frequency of the strip-line filter, at which the strip-line length L is a quarter wavelength.

The narrow-band approximation arises during the development of the equivalent circuit of the strip-line filter [2] as shown in Fig. 2, where (u.e.) stands for unit element and Z_k is the characteristic impedance of the unit element corresponding to the kth section of the strip-line filter.

$$C_k^1 = \frac{C_k}{1 + Z_k C_k} \tag{4a}$$

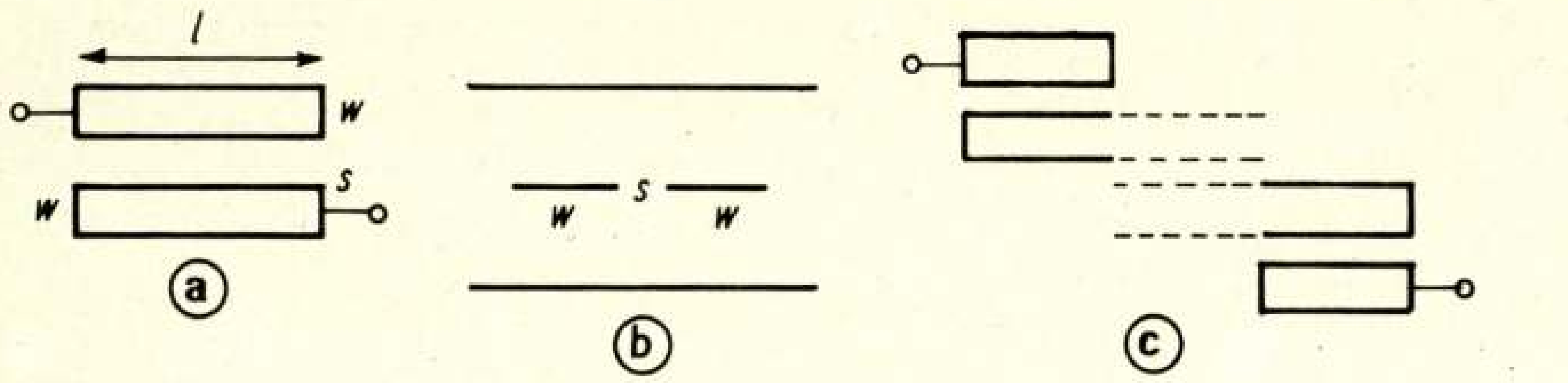


Fig. 1. (a) Single section, top view. (b) Single section, end view. (c) *N* section, top view; *l*, *w* are length and width of a strip, *s* is the space of separation between two-strips.

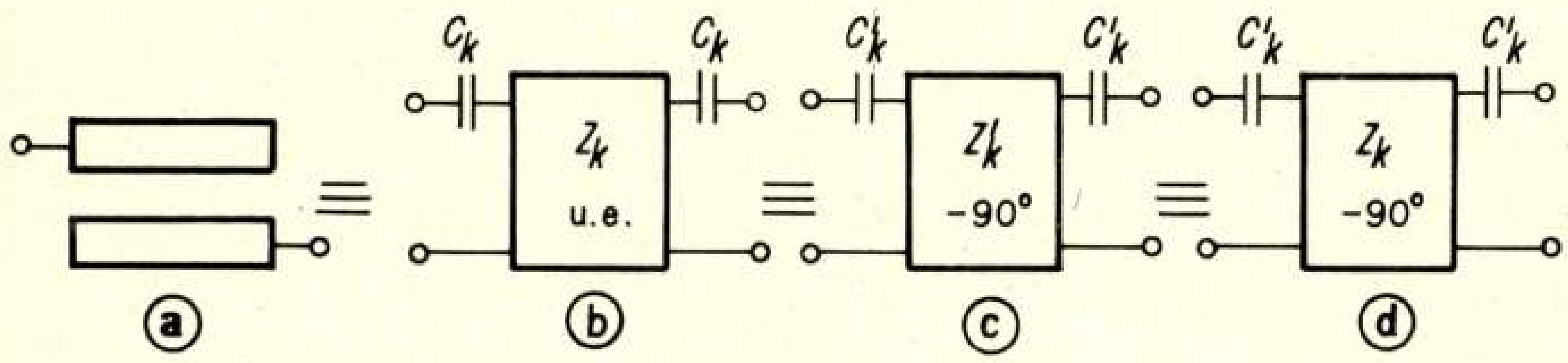


Fig. 2. (a) Single section strip-line configuration. (b) Unit element equivalent circuit. (c) Ideal inverter equivalent circuit. (d) Narrow-band equivalent circuit.

$$Z_k^1 = \sqrt{\frac{S^2-1}{S^2}} \qquad Z_k = Y Z_k \tag{4b}$$

$$Y = \sqrt{\frac{S^2-1}{S^2}} \tag{5}$$

where:

$$S = \mathrm{j} \tan \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\omega}{\omega_o} = \mathrm{j}\Omega \,;$$

ω = variable frequency of the strip-line filter.

In the vicinity of $\omega = \omega_o$, i.e. for narrow-band filters, S is very large and hence:

$$Y \simeq 1 \text{ and } Z_k^1 \simeq Z_k$$

Defining the fractional bandwidth

$$W = 2 \cdot \frac{\omega_o - \omega_c}{\omega_o} \tag{6}$$

we obtain:

$$\Omega_c = \tan \frac{\pi}{2} \cdot \left(1 - \frac{W}{2}\right). \tag{7}$$

From equation (7) we have:

$$\Omega_c = \tan \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{W}{2}\right) = F_1(W)$$

where F_1 is a function. Thus Ω_c is a function of bandwidth.

Again from equations (2) and (3) we note that although the numerators contain different g values, the denominator is always g_1. Hence we may write:

$$\frac{Z_k}{Z_o} = \frac{F_2(g)}{g_1}$$

where F_2 is another function. Hence equation (1) may be written in the form

$$\frac{Z_{oek}}{Z_o} = \frac{F_1(W)}{g_1} + \frac{F_2(g)}{g_1} \tag{8a}$$

$$\frac{Z_{ook}}{Z_o} = \frac{F_1(W)}{g_1} - \frac{F_2(g)}{g_1} \tag{8b}$$

For a given number of sections, the g values are constant. To construct a filter, W in equation (7) is replaced by the desired fractional bandwidth. The corresponding values of Z_{oek} and Z_{ook} are calculated and the strip-line dimensions are obtained. However, the bandwidth obtained is again in error and the amount of error involved depends on the bandwidth selected. For a 4-section Butterworth filter, with centre frequency 3 GHz, the error observed with three test filters is shown in Fig. 3. Here the error is quite small in the higher bandwidth range, but increases as the bandwidth is decreased.

It has also been found that, for a particular bandwidth, the error associated with a filter decreases as the number of sections is increased. For example, with 35% bandwidth a 4-section filter has approximately an error of 4.5%, while a 6-section filter with the same bandwidth has approximately an error of 2.5%.

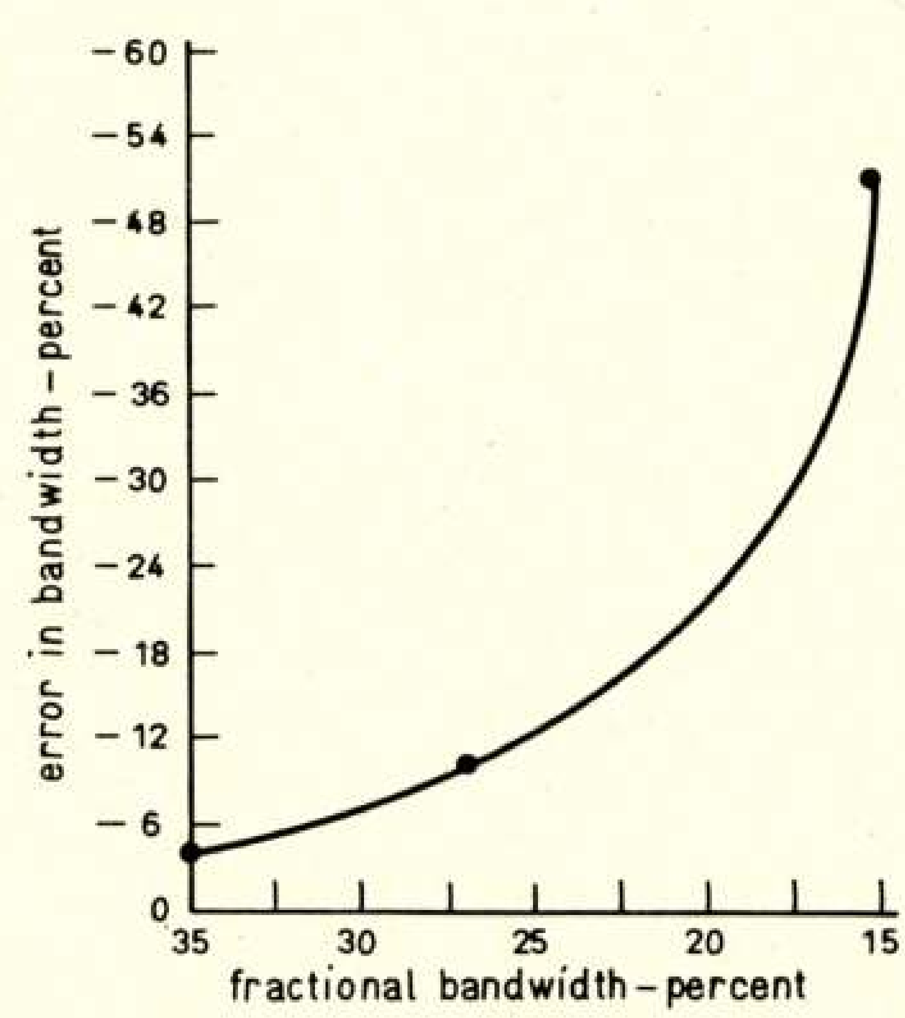


Fig. 3. Fractional bandwidth vs. error for a 4-section Butterworth filter.

3. Prediction of error

Since the strip-line dimensions are obtained from Z_{oe} and Z_{oo}, we see that the first reason for any error in the filter response must be associated with these parameters.

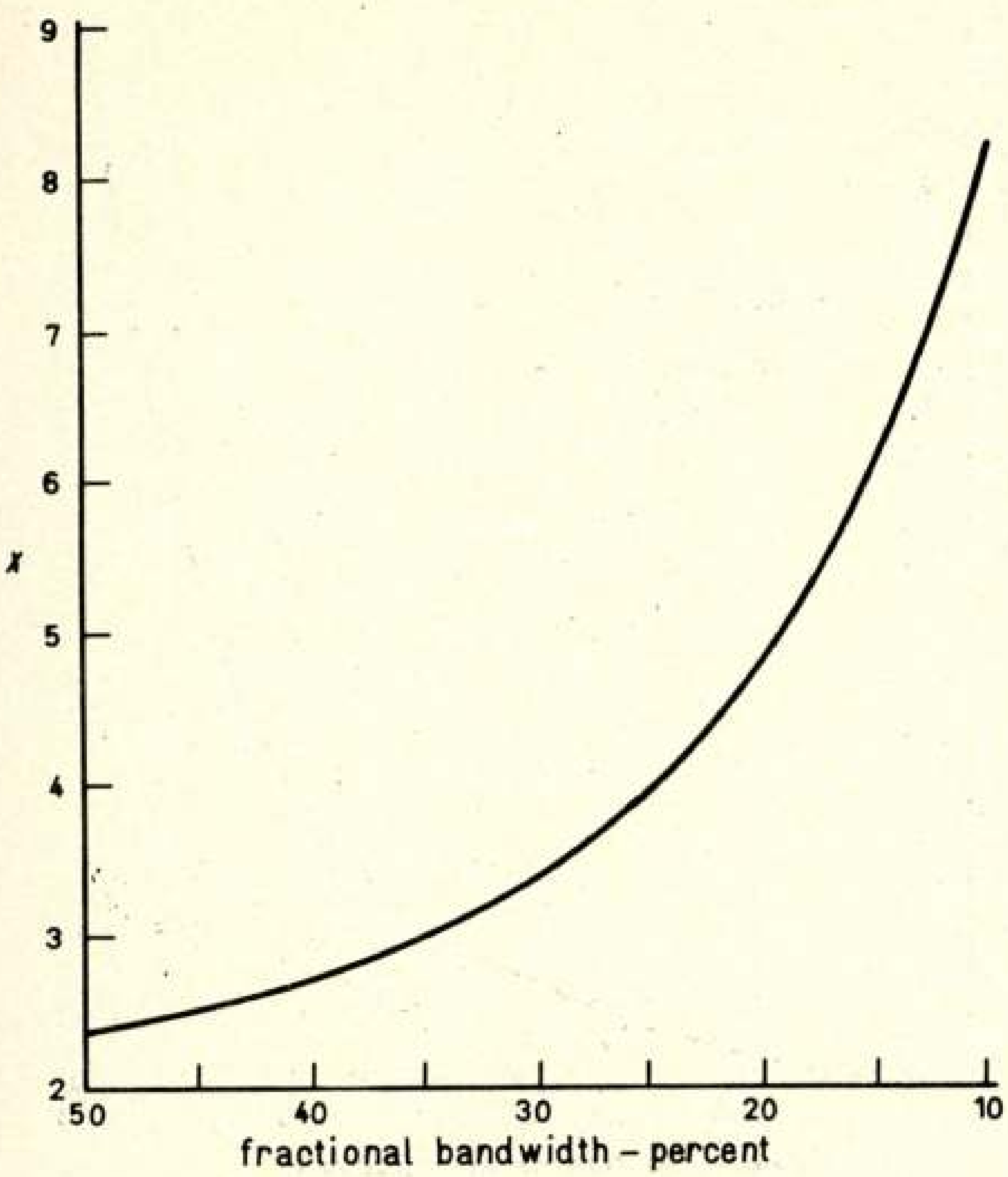


Fig. 4. Behaviour of χ as a function of fractional bandwidth for a 4-section Butterworth filter.

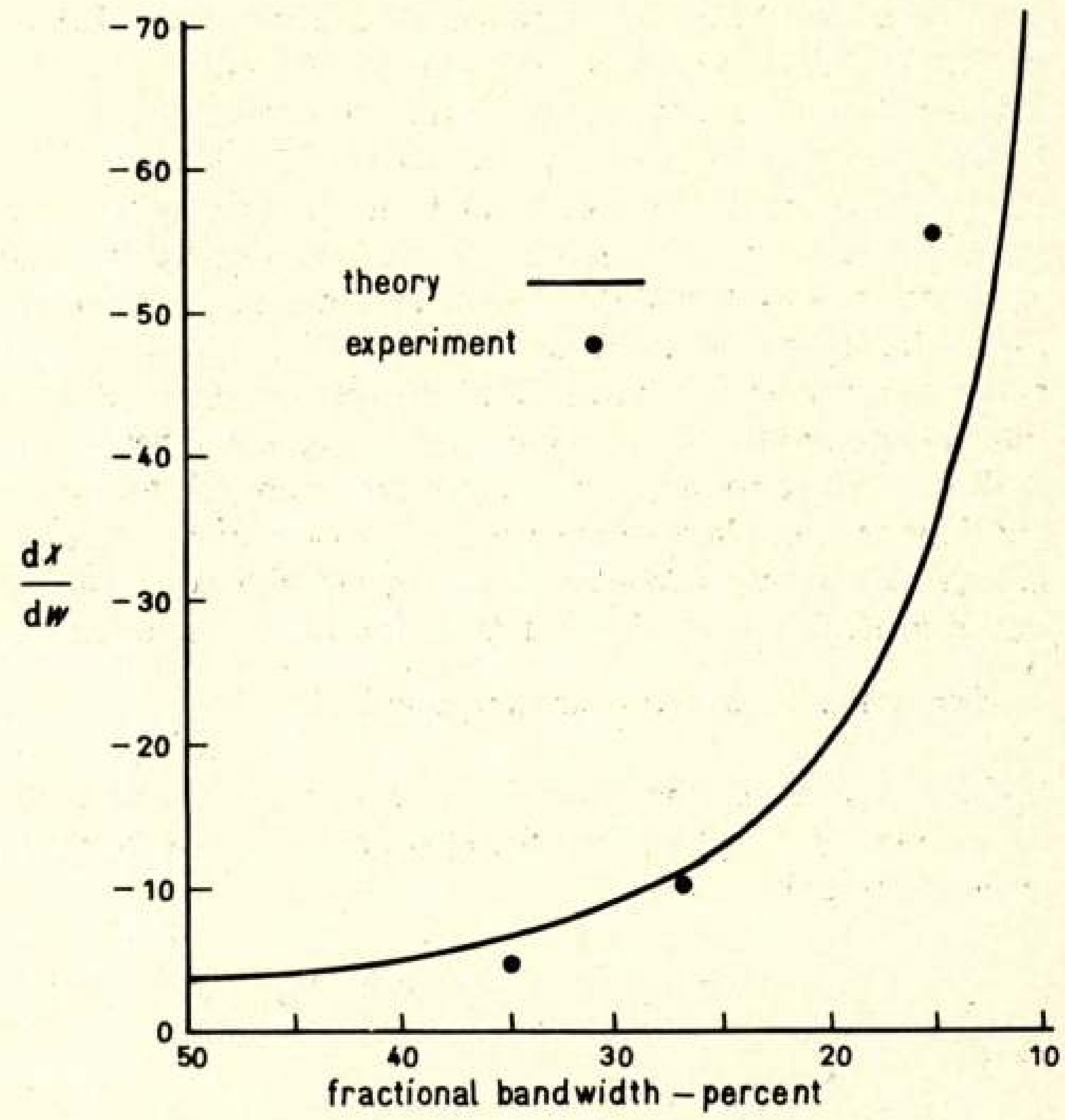


Fig. 5. Rate of change of χ with W as a function of W for a 4-section Butterworth filter.

Letting

$$\frac{F_1(W)}{g_1} = \chi, \qquad \frac{F_2(g)}{g_1} = Q$$

we obtain:

$$\frac{Z_{oek}}{Z_o} = \chi + Q \tag{9a}$$

$$\frac{Z_{ook}}{Z_o} = \chi - Q \tag{9b}$$

indicating that Z_{oe} and Z_{oo} are functions of the bandwidth through the parameter χ.

Fif. 4 shows a plot of χ vs. W in percent for a 4-section filter. It is seen that in the higher bandwidth range, the slope of the curve is quite small, but increases as the bandwidth is decreased. Since this is similar to the behaviour of the error curve shown in Fig. 3, it is therefore reasonable to examine the slope of the χ vs. W curve as a function of W. This slope is given by

$$\frac{d\chi}{dW} = -\frac{\pi}{4_{g_1}} \sec^2\left[\frac{\pi}{2}\left(1-\frac{W}{2}\right)\right] \tag{10}$$

A plot of $d\chi/dW$ vs. W is given in Fig. 5 which also shows the observed error of Fig. 3 for comparison. Although the two results show good agreement, there are still some differences which will now be explained in terms of the narrow-band approximation used in the derivation of the design formulae.

Considering equations (5) and (6), a plot of y vs. W is shown in Fig. 6. It is seen that up to 50% bandwidth, the value of y is always less than 1.10 and hence 50% bandwidth has been taken as the upper limit where $y = 1.08$ and the error in y is thus 0.08. Although this error appears to be quite small, it has significant effect on Z_{oe} and Z_{oo} and hence on the bandwidth. To see the effect on the bandwidth we note that

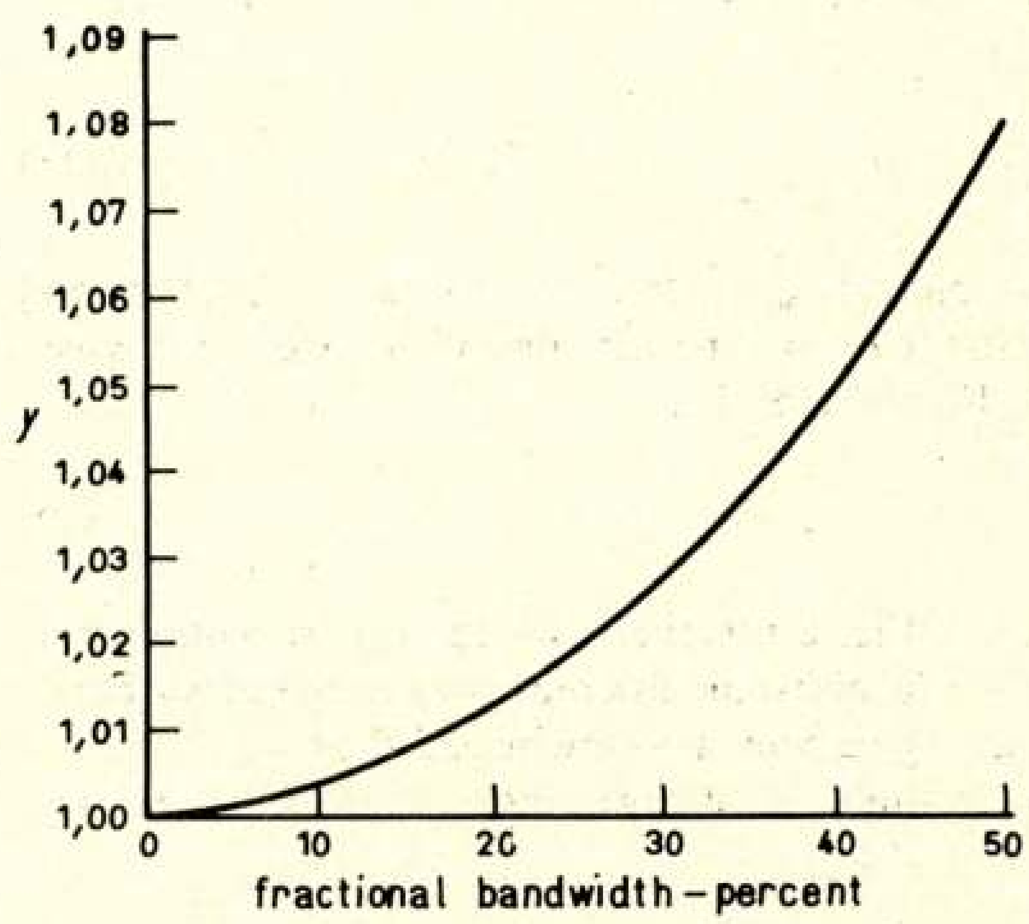


Fig. 6. Variations of y with fractional bandwidth.

$$\frac{Z_k}{Z_o} = \frac{F_2(g)y}{g_1} \tag{11}$$

where $g_1' = yg_1$. Hence:

$$\chi = \frac{F_1(W)}{g_1} = \frac{\Omega_c}{g_1 y} = \frac{\Omega'_c}{g_1} \tag{12}$$

where:

$$\Omega'_c = \frac{\Omega_c}{y} = \tan\frac{\pi}{2}\left(1-\frac{W'}{2}\right) \tag{13}$$

where Ω'_c and W' are the modified values of Ω_c and W, respectively. Hence when the error due to the narrow-band -

approximation is taken into account, the effective value of Ω_c is reduced, which causes an increase in the bandwidth.

From the transformation of a strip-line configuration to a lumped equivalent circuit [3], it has been found that an N-section strip-line circuit corresponds to an $(n+1)$ element prototype network, where g_k contains the ratio of odd-numbered Z values, for k even, and the ratio of even-numbered Z values, for k odd. Hence the errors associated with Z are cancelled for odd g but remain for even g. Thus for one- and two-section filters, there is only one even g present (e.g. g_2), and hence one Z element with error must be accounted for. Similarly for three- and four-section filters, there are two even g elements (e.g. g_2 and g_4) and hence there are two Z elements with error, and so on. In general, for $(N-1)$- and N-section filters, there remain $\frac{N}{2}$ Z elements whose errors are not cancelled.

If we assume that the error is evenly distributed among all the sections of the filter, then the error, associated with y per section is given by

$$\Delta y = \begin{cases} \frac{N}{2N}(1-y) = \frac{1-y}{2} & \text{for even } N \quad (14a) \\ \frac{N}{2(N-1)}(1-y) & \text{for odd } N \quad (14b) \end{cases}$$

Thus for 50% bandwidth, with a 4-section filter, $\Delta y = 0.04$ so that $y = 1.04$, and with a 7-section filter, $\Delta y = 0.043$ so that $y = 1.043$.

From equation (13), the fractional error in bandwidth is given by

$$e_W = \frac{W' - W}{W} \quad (15)$$

Fig. 7 shows a plot of e_W vs. W for a 4-section filter. The total theoretical error (ΔW) will be the sum of the two errors given by equations (10) and (15), i.e.

$$\Delta W = \frac{d\chi}{dW} + e_W \quad (16)$$

This is shown in Fig. 8 together with the experimental error. Although there are still some discrepancies in the lower bandwidth range, the agreement is otherwise excellent.

For two other filters, one being a single-section filter designed for 50% bandwidth, and the other being a two-section filter designed for 35% bandwidth, the predicted errors are 0.5% and 7% while the measured errors are approximately 0.0% and 6% respectively. From these results it appears therefore that the theory is in good agreement with experiment.

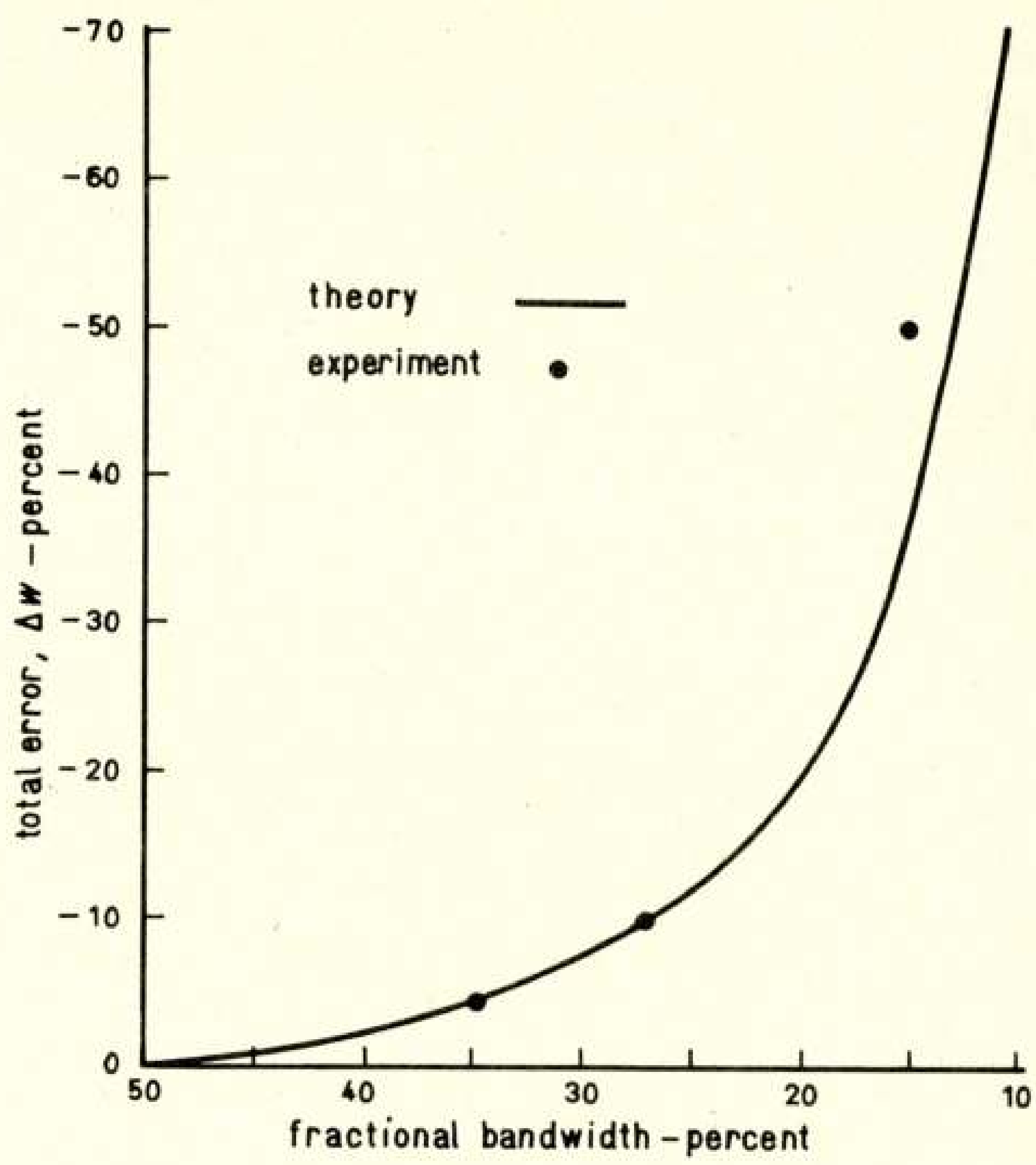


Fig. 8. Fractional bandwidth vs. total theoretical error.

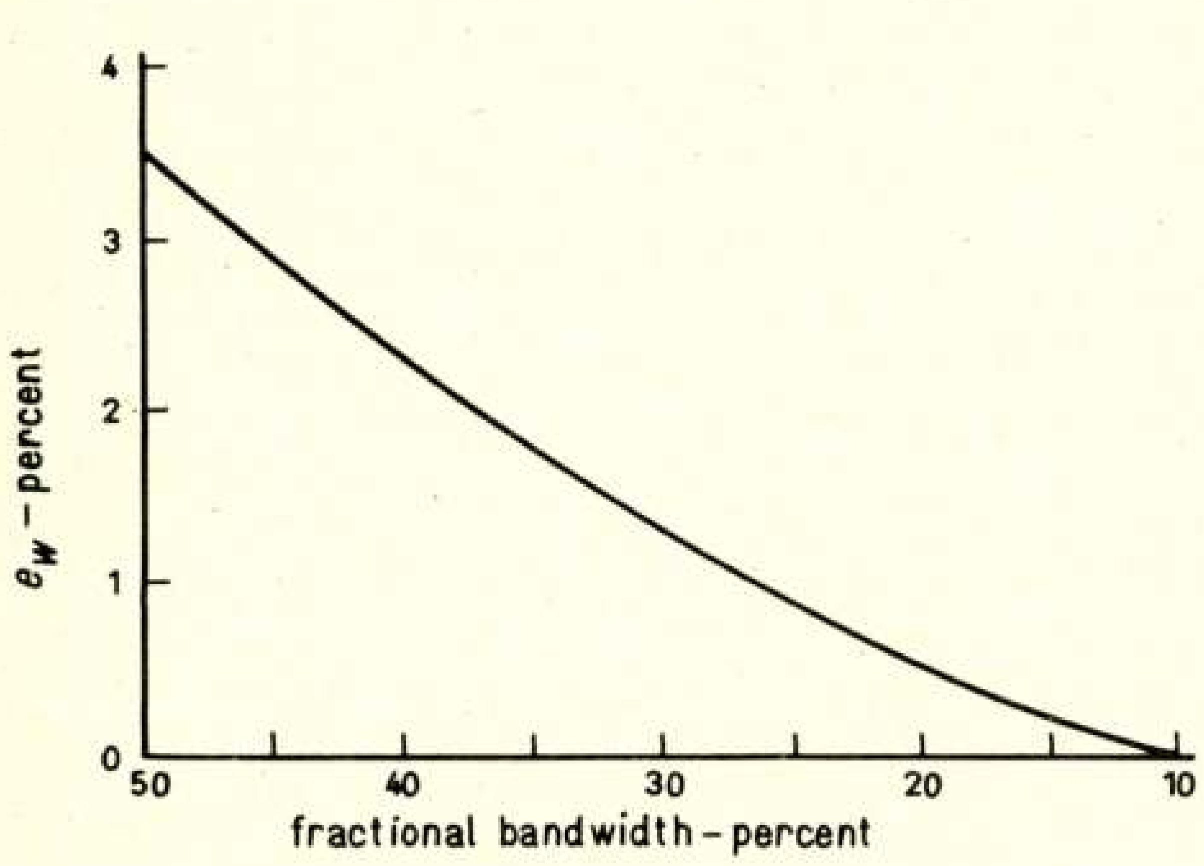


Fig. 7. Variation of e_W with fractional bandwidth.

4. Conclusions

In designing a filter, it is always desirable to know beforehand the error expected, so that the designer can adjust the bandwidth accordingly.

From the foregoing discussions it appears that for higher bandwidths, the error is due to the combined effect of the narrow-band approximation and the rate of change of the prototype cut-off frequency Ω_c with fractional bandwidth. However, as the bandwidth is decreased, the error due to the narrow-band approximation decreases and becomes practically zero for bandwidths lower than 15%, for which range, the error is mainly due to the rate of change of Ω_c with fractional bandwidth.

For a given number of filter sections, the total error increases with decreasing bandwidth. At first sight this seems to be paradoxical because our design theory is based on the narrow-band approximation and the expected error should decrease with decreasing bandwidth. However, the total error consists of two parts, one which decreases with decreasing bandwidth, while the other part increases.

Cohn [1] has found the error in bandwidth which he has presented graphically for a 7-section filter. His design theory is also based on the narrow-band approximation, but the error curve decreases with decreasing bandwidth. The reason for the opposite characteristics in Cohn's curve and ours lies in the definition of $\frac{Z_{oe}}{Z_o}$ and $\frac{Z_{oo}}{Z_o}$, where these two quantities increase in Cohn's case but decrease in our case with increasing bandwidth.

This explains the behaviour of the second part of the error in our calculations.

Although the prediction of the error by our method may not be exact for the entire bandwidth range, the theoretical error curve is quite simple to prepare and gives the designer a good estimate of the error expected in the bandwidth.

Acknowledgements

The authors wish to thank *Professor G. O. Martens* of the Department of Electrical Engineering at the University of Manitoba for reading the manuscript and offering valuable suggestions.

This work was supported by the National Research Council of Canada, under Grant A-3326.

References

[1] S. B. COHN: Parallel-Coupled transmission line resonator filters. IRE trans. on microwave theory and techniques, Vol. MTT-**6**, pp. 223 ... 231; April, 1958.
[2] M. A. HALIM: On a category of strip-line filters. Journal of the Netherlands Electronics and Radio Society, Vol. 32, No. **5**, 1967.
[3] M. A. HALIM: To design a type of band-pass strip-line filters. The Engineer (Pakistan), April, 1969 pp. 143 ... 148.



Eigenschappen van synchrone digitale signalen toegepast in een volledig geïntegreerde datazender [1])

door ir. P. van der Wurf, Natuurkundig Laboratorium N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken Eindhoven

Summary: *Some properties of synchronous digital signals and their application in a fully integrated data transmitter.*
Knowledge of the properties of synchronous digital signals leads to the conclusion that it is possible to design a cheap and tiny data transmitter without coils and large capacitors. This paper describes the application of these properties in a fully integrated vestigial-sideband data transmitter. After a summary of the generalized *Nyquist* criterion and the partial response method, a description is given of the generation of modulated signals without a modulator. The integrated transmitter uses a binary transversal filter by which the inter-symbol interference can be easily controlled.

Inleiding

Enige tijd geleden zijn wij er op het Natuurkundig Laboratorium in geslaagd een complete restzijbandzender voor datatransmissie via telefoonverbindingen als één geïntegreerd circuit uit te voeren. Het circuit, dat U in fig. 1 ziet afgebeeld, bevat o.m. een modulatiecircuit en een zendfilter; de maten zijn $2{,}1 \times 2{,}7\ \mathrm{mm}^2$. Het lijnsignaal dat deze schakeling kan afgeven onderscheidt zich niet van het lijnsignaal dat zou zijn verkregen wanneer we conventionele technieken (waarbij het zendfilter uit tamelijk omvangrijke spoelen en condensatoren bestaat) zouden hebben gebruikt.

Wij hebben dit resultaat te danken aan onze halfgeleiderspecialisten, die er in zijn geslaagd een zo gecompliceerde schakeling te integreren. Voordat zij echter aan het werk konden gaan, moest er een ontwerp zijn verkregen van een datazender die slechts uit weerstanden en transistoren is opgebouwd. Dit ontwerp is gemaakt door *P. J. van Gerwen*, die niet alleen voor dit type restzijbandzender, maar ook voor zenders waarin een andere modulatiemethode wordt gebruikt, heeft aangegeven hoe deze met digitale bouwstenen gerealiseerd kunnen worden [1].

Het behoeft ons niet te verbazen dat deze resultaten slechts mogelijk zijn wanneer we alle eigenschappen van het over te seinen datasignaal uitbuiten. Ik heb daarom deze voordracht vnl. gewijd aan een beschrijving van de eigenschappen van het datasignaal en de wijze waarop wij deze eigenschappen hebben gebruikt om tot een volledig integreerbare datazender te komen.

Deze voordracht bestaat uit vier gedeelten. Het eerste gedeelte handelt over de criteria waaraan de overdrachtsfunctie van een transmissiesysteem moet voldoen om onvervormde overdracht van datasignalen mogelijk te maken. In 1928 zijn deze criteria geformuleerd in de telegraaf-transmissie-theorie van *Nyquist* [2]. Voor het beschrijven van Nyquist's resultaat hebben *O. B. P. Rikkert de Koe* en ik een bondige en naar wij hopen voldoende heldere beschouwingswijze gevonden [3]; we werden daartoe geïnspireerd door een artikel van *Gibby* en *Smith* [4].

Uit deze beschouwingswijze volgt niet alleen – zoals door Gibby en Smith is aangegeven – dat de Nyquist-criteria toepasbaar zijn op banddoorlatende systemen, maar ook dat we met dezelfde beschouwingswijze de overdrachtsfuncties kunnen beschrijven die bij de zogenaamde 'partial response' technieken verlangd worden.

In het tweede gedeelte behandel ik, hoe we de banddoorlatende filters kunnen gebruiken om uit het over te seinen datasignaal lijnsignalen te vormen die geschikt zijn voor transmissiesystemen met een banddoorlatend karakter. Hoewel daar ogenschijnlijk geen modulatieproces aan te pas komt, heb ik aannemelijk willen maken dat we deze lijnsignalen kunnen be-

---

[1]) Voordracht, gehouden op de 206e Werkvergadering van het NERG op 12 december 1969 te Delft. Voor de aankondiging zie 'De Ingenieur' 1969, nr. 49, blz. A 805. Manuscript ontvangen op 13 maart 1970.

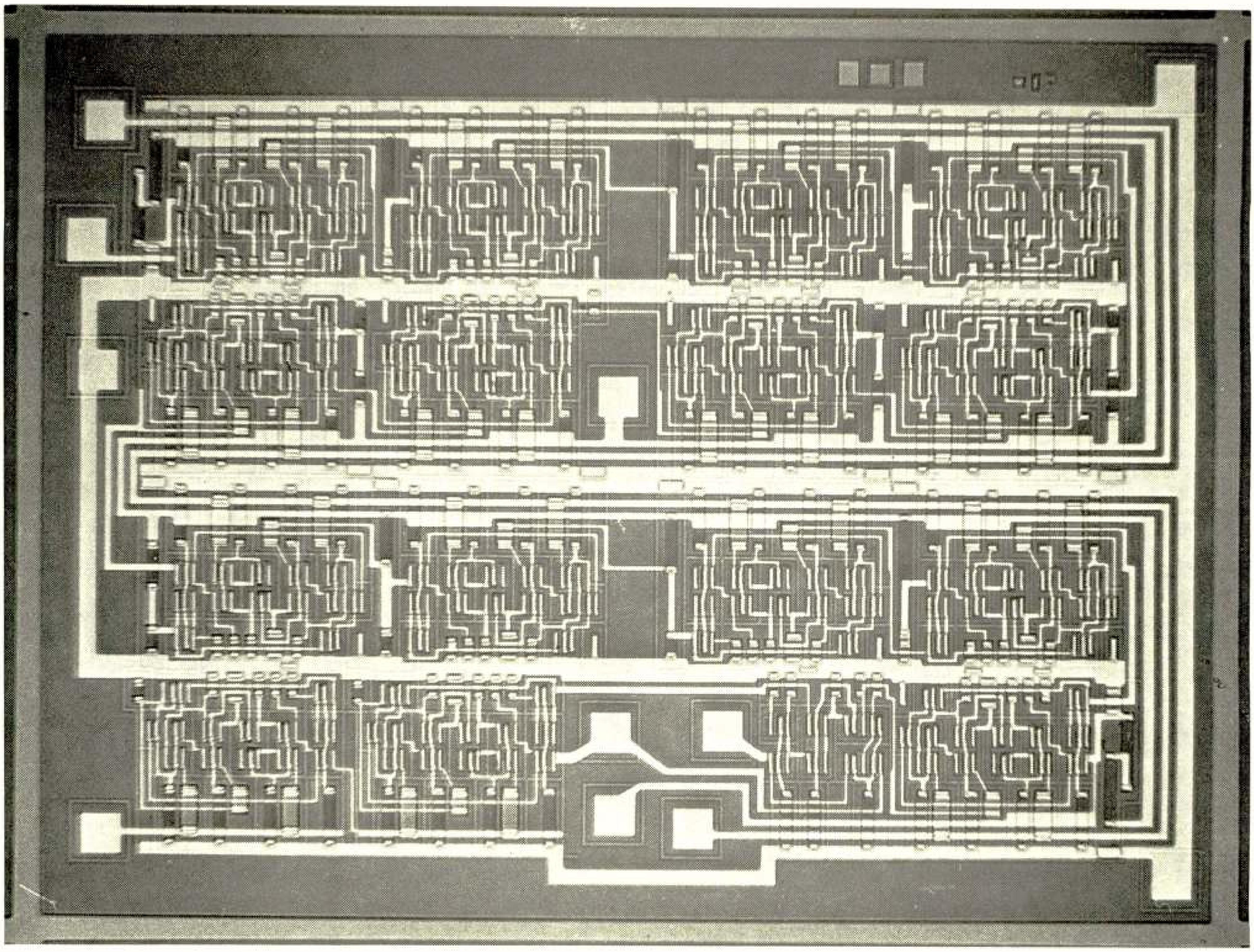


Fig. 1. Een als geïntegreerd circuit uitgevoerde datazender van 2,7 × 2,1 mm². De onderste rij bevat het modulatiecircuit en twee frequentiedelers; de bovenste drie rijen bevatten het binaire transversale zendfilter.

schrijven alsof het modulaatsignalen zijn die met de bekende modulatiemethoden zijn verkregen.

De overdrachtsfuncties die aan de Nyquist-criteria moeten voldoen kunnen we op betrekkelijk eenvoudige wijze realiseren met het zgn. binaire transversale filter, dat door *Leuthold* [5] en *Voelcker* [6] is beschreven.

In het derde gedeelte zal wat nader worden ingegaan op de eigenschappen van dit filter. Omdat het filter met transistoren en weerstanden kan worden opgebouwd is het bijzonder goed toepasbaar in een geïntegreerde datazender.

In het vierde gedeelte behandel ik tenslotte een complete zender die als geïntegreerd circuit is uitgevoerd.

1. Overdrachtsfuncties voor datatransmissie-systemen

Zonder dat we het gevaar lopen al te zeer aan algemeenheid in te boeten kunnen we stellen dat datasignalen 'synchrone' binaire digitale signalen zijn. Uitzonderingen hierop vormen de niet-synchrone signalen in facsimile-systemen en de signalen in start-stop-telegrafiesystemen; de laatste hebben over het algemeen een relatief lage seinsnelheid.

In fig. 2 treft U een voorstelling aan van een datasignaal zoals het door een datasignaalbron kan worden afgegeven. Het is een tweewaardig signaal; we zien dat we de tijdas in gelijke intervallen T (de zgn. bit-intervallen), zodanig kunnen verdelen, dat het signaal in elk interval slechts één van de twee discrete waarden (aan te duiden met 0 of 1) kan aannemen. Het is gebruikelijk om dergelijke signalen synchroon te noemen. We kunnen het signaal uit fig. 2 op de volgende manier beschrijven: Steeds wanneer de informatiebron het symbool '1' aanbiedt wordt een rechthoekige impuls uitgezonden, waarvan de impulsduur gelijk is aan het bit-interval T. Bij deze beschouwingswijze kan de vraag worden gesteld of het signaal ook uit impulsen met een andere dan rechthoekige impulsvorm kan worden opgebouwd.

In fig. 3a is als voorbeeld een datasignaal weergegeven dat is opgebouwd uit elkaar gedeeltelijk overlappende driehoekige impulsen. We zien dat het datasignaal in het midden van het bit-interval T steeds één van de twee discrete waarden aanneemt in overeenstemming met het betreffende informatiesymbool. Aan de hand van deze figuur kan ook duidelijk worden gemaakt hoe een dergelijk datasignaal kan worden opgewekt en wel als volgt: We gebruiken een systeem met een driehoekige impulsresponsie $h(t)$. Steeds wanneer de informatiebron het symbool '1' aanbiedt, stoten we dit systeem aan met

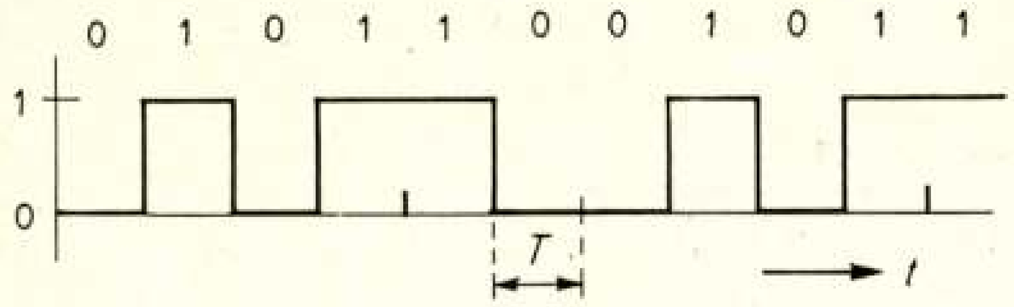


Fig. 2. Synchroon tweewaardig datasignaal, opgebouwd uit rechthoekige impulsen.

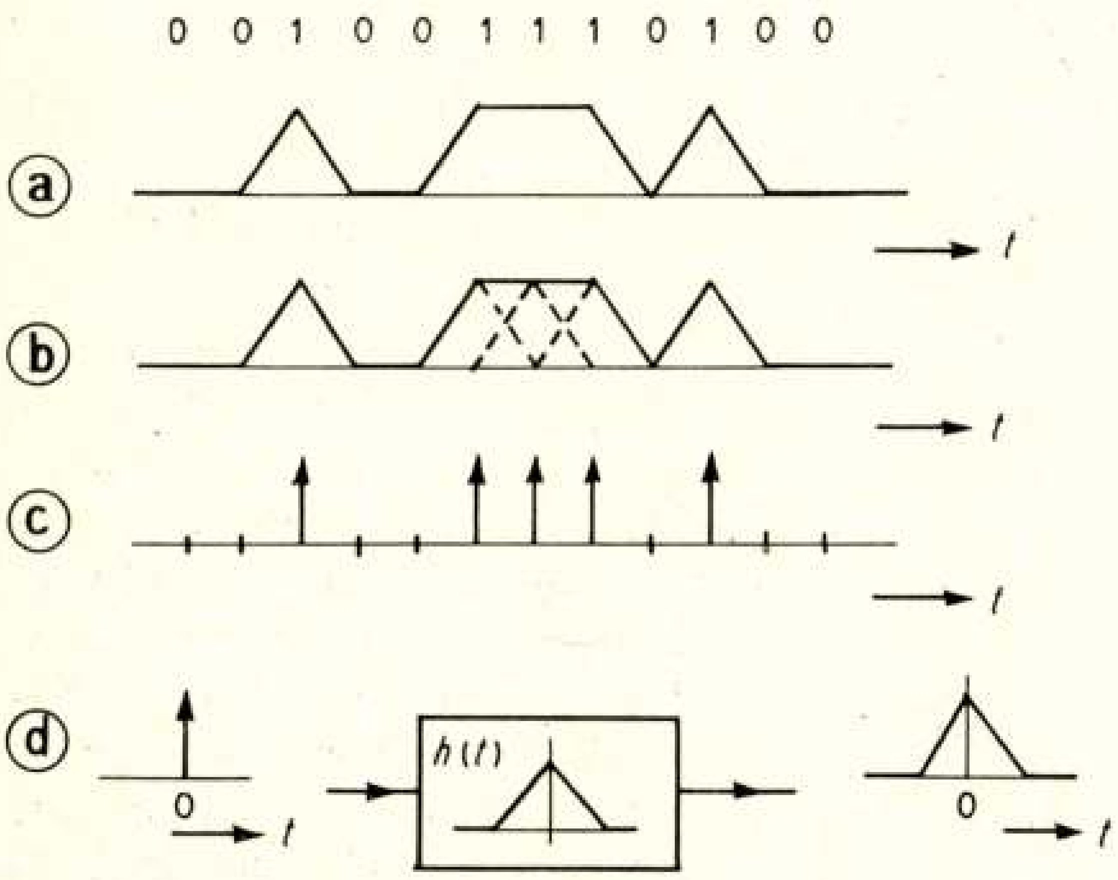


Fig. 3. Synchroon tweewaardig datasignaal, opgebouwd uit driehoekige impulsen. Het signaal wordt gevormd door bij iedere '1' in het nullen-en-enen-patroon een impulsvormend netwerk aan te stoten met naaldvormige impulsen (zgn. Dirac-stoten), aangegeven met pijltjes.

een naaldvormige impuls, een zgn. Dirac-stoot (fig. 3c). De driehoekige impulsen die ten gevolge daarvan aan de uitgang van het systeem verschijnen (fig. 3d) sommeren zich tot het in fig. 3a weergegeven datasignaal (fig. 3b).

Op identieke wijze kunnen we ook een datasignaal opbouwen uit impulsen met een geheel andere vorm. De vraag is nu, hoe moeten we die impulsvorm kiezen, of – maar dat is in wezen dezelfde vraag – hoe moet de overdrachtsfunctie $H(\omega)$ van het impulsvormende systeem er uit zien, om een datasignaal met een zo gering mogelijke bandbreedte te krijgen? We stellen daarbij de eis dat blijft gelden dat het signaal in het midden van de bit-intervallen één van de twee discrete waarden aanneemt. Dit is het probleem zoals het door Nyquist is geformuleerd en opgelost; aan de hand van fig. 4 zal ik nu een algemene oplossing van het probleem beschrijven.

In fig. 4 treft U weer het impulsvormende netwerk aan, nu echter gekarakteriseerd door de overdrachtsfunctie $H(\omega)$. Omdat het een systeem met een beperkte bandbreedte is, kunnen we niet verwachten dat de impulsresponsie gelijk aan nul is buiten een beperkt tijdinterval. Ik heb daarom de impulsresponsie in fig. 4a getekend met een nasleep. Het effect van die nasleep is dat (wanneer we kort na de eerste impuls een tweede impuls uitzenden) de detectie van die tweede impuls bemoeilijkt wordt door de nasleep van de eerste (intersymboolinterferentie).

De oplossing van het probleem is nu, de impulsresponsie zodanig te kiezen dat de nasleep van de eerste impuls de waarde nul aanneemt op het detectietijdstip van de tweede impuls. Uiteraard moet dit ook gelden voor de detectietijdstippen van alle volgende impulsen. We kunnen dit als volgt formuleren:

Als we de impulsresponsie $h(t)$ periodiek bemonsteren, dan mag dit slechts op één plaats (nl. op het detectietijdstip van deze impuls) een van nul verschillend resultaat geven (fig. 4b).

Als we het bemonsterproces beschrijven als de vermenigvuldiging van de impulsresponsie $h(t)$ met een reeks equidistante naaldvormige impulsen, dan vinden we:

$$h(t)\cdot\sum_{k=-\infty}^{+\infty}\delta(t-kT)=\delta(t) \tag{1}$$

waarin $\delta(t)$ in het rechterlid aangeeft, dat het linkerlid voor elke waarde van t gelijk aan nul is, behalve voor $t=0$.

In (1) is een eis geformuleerd voor de impulsresponsie $h(t)$ van het impulsvormend systeem. Een eis voor de overdrachtsfunctie $H(\omega)$ vinden we door (1) met fouriermethoden over te brengen naar het frequentiedomein.

$$\frac{1}{2\pi}\left[H(\omega)*\frac{2\pi}{T}\sum_{m=-\infty}^{+\infty}(\omega-\frac{2\pi m}{T})\right]=1 \tag{2}$$

Het symbool * geeft aan dat het linkerlid van (2) een convolutie-integraal is [7].

Uitdrukking (3), waarin de convolutie-integraal is uitgewerkt, levert ons dan een eis waaraan de overdrachtsfunctie $H(\omega)$ moet voldoen:

$$\sum_{m=-\infty}^{+\infty}H(\omega-\frac{2\pi m}{T})=T \tag{3}$$

Om de betekenis van deze eis duidelijk te maken zijn in fig. 5 een aantal overdrachtsfuncties getekend die aan (3) voldoen. Het betreft hier een drietal onderdoorlatende filters, waarvan de overdrachtsfuncties (samen met de over een frequentie-interval $2\pi/T$ en veelvouden daarvan verschoven versies) gesommeerd kunnen worden tot een constante. Het ideale rechthoekige onderdoorlatende filter (fig. 5a) heeft weliswaar de minimale bandbreedte waarmee aan (3) kan worden voldaan, maar zal in de praktijk niet te realiseren zijn. De trapeziumvormige (fig. 5b) en de 'raised cosine' (fig. 5c) overdrachtsfuncties lenen zich wat beter voor een praktische uitvoering, maar verlangen een wat grotere bandbreedte.

Dat ook banddoorlatende filters aan criterium (3) kunnen voldoen blijkt duidelijk uit fig. 5. We zien hier nl., dat bijv. de banddoorlatende overdrachtsfunctie rond $\omega = 2\pi/T$ en het overeenkomstige deel rond $\omega = -2\pi/T$ samen met over $2\pi/T$ en veelvouden daarvan verschoven versies gesommeerd kan

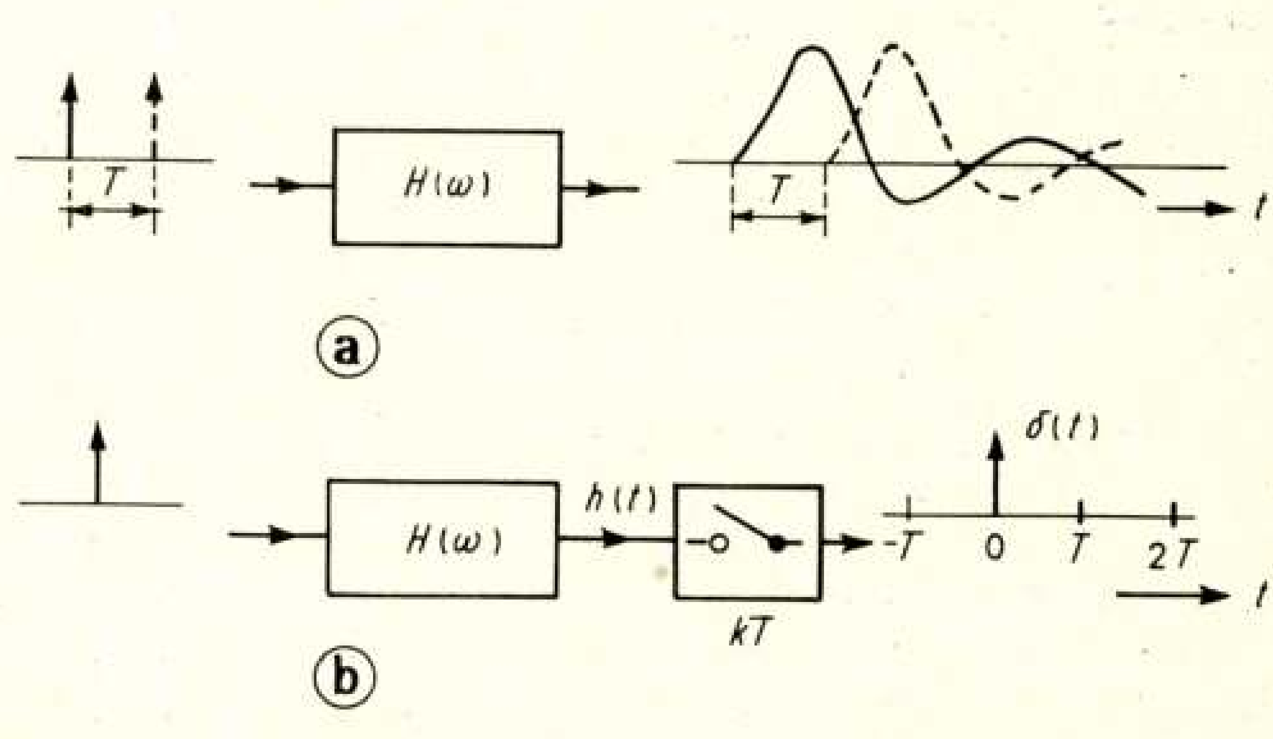


Fig. 4a. Intersymbool-interferentie, veroorzaakt door impulsen met een nasleep.
b. Door een juiste keuze van de overdrachtsfunctie $H(\omega)$ is de intersymbool-interferentie in het *bemonsterde* signaal tot nul te reduceren.

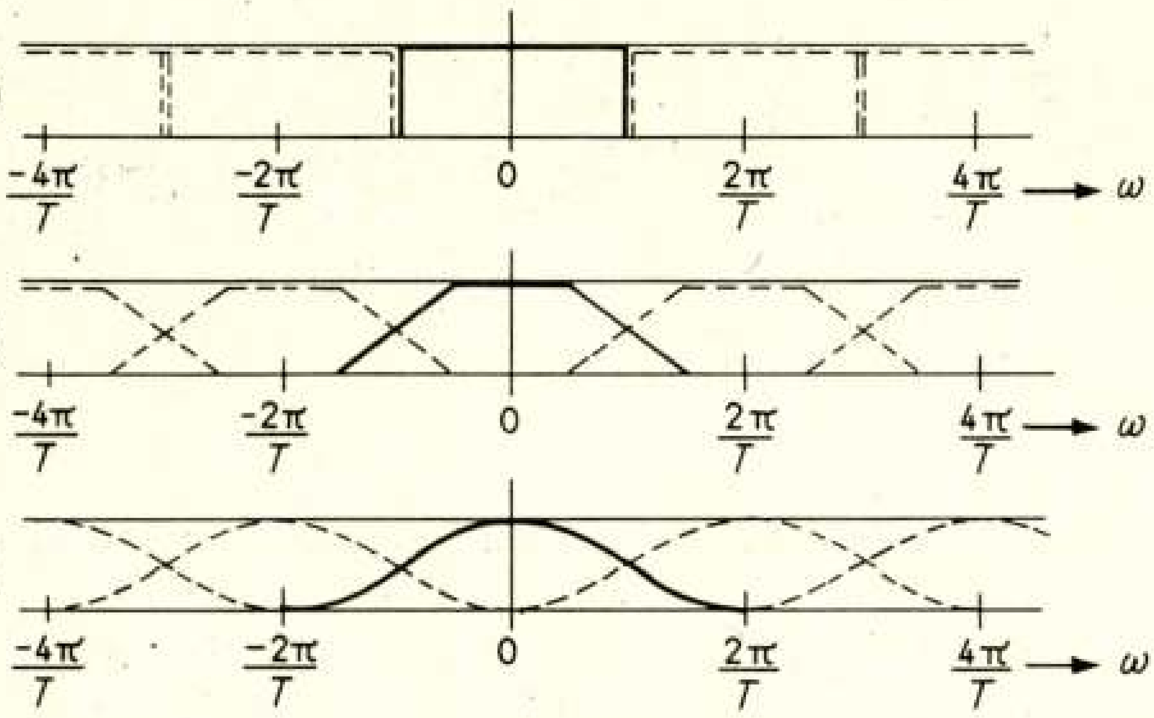


Fig. 5. Overdrachtsfuncties van drie onderdoorlatende filters die aan het *Nyquist*-criterium voldoen. Samen met de over een frequentie-interval $2\pi/T$ en veelvouden daarvan verschoven versies kunnen deze gesommeerd worden tot een vlakke reële frequentiefunctie.

worden tot een constante. Deze eigenschap is bijzonder plezierig, aangezien de meeste transmissiewegen geen overdracht van gelijkstroom en zeer lage frequenties toelaten en daardoor een banddoorlatend karakter hebben.

Er zijn in de literatuur ook overdrachtsfuncties beschreven, die weliswaar niet aan Nyquist's criterium voldoen, maar die toch heel bruikbaar zijn voor de overdracht van datasignalen. Men maakt hierbij gebruik van de zgn. 'partial response'-technieken, waarbij bewust enige goed gedefinieerde intersymbool-interferentie wordt toegelaten. Voorbeelden daarvan zijn de duobinaire techniek [8] en de bipolaire techniek [9]. De voornaamste reden voor de toepassing van deze technieken is, dat signaalspectra verkregen kunnen worden die soms beter zijn aangepast aan de eigenschappen van de transmissiewegen.

Als voorbeeld van de 'partial response'-techniek behandel ik thans een overdrachtsfunctie die gebruikt wordt om datasignalen te genereren in de bipolaire code van de tweede orde. Bij deze code wordt het impulsvormend systeem $H(\omega)$ zo gekozen, dat het bemonsteren van de impulsresponsie op twee tijdstippen (op een onderlinge afstand van twee bit-intervallen) een van nul verschillend resultaat geeft (zie fig. 6a).

Brengen we dit in formule, dan vinden we:

$$h(t) \cdot \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t-kT) = \delta(t+T) - \delta(t-T) \qquad (4)$$

Om een uitdrukking te vinden voor $H(\omega)$ moet (4) weer worden overgebracht naar het frequentiedomein:

$$\frac{1}{2\pi}\left[H(\omega) * \frac{2\pi}{T} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi m}{T}\right)\right] = \varepsilon^{+j\omega T} - \varepsilon^{-j\omega T} \qquad (5)$$

of:

$$\sum_{m=-\infty}^{+\infty} H \cdot \left(\omega - \frac{2\pi m}{T}\right) = 2j\, T \sin \omega T \qquad (6)$$

Voor de tweede-orde bipolaire techniek moet dus een overdrachtsfunctie gekozen worden die, samen met de over $2\pi/T$ en veelvouden daarvan verschoven versies, een imaginaire sinusvormige frequentiefunctie oplevert. De getrokken lijn in fig. 6b geeft een imaginaire overdrachtsfunctie die aan deze eis voldoet. De voordelen van deze overdrachtsfunctie zijn, dat het datasignaal dat met dit impulsvormende systeem wordt gegenereerd, geen gelijkstroomcomponent bevat en dat het signaalspectrum beperkt is tot frequenties die lager zijn dan de halve bitfrequentie. De prijs die daarvoor betaald moet worden is dat de impulsresponsies van het impulsvormende netwerk driewaardig zijn (fig. 6b) en zich bij de overdracht van een datasignaal sommeren tot een driewaardig signaal, hetgeen een achteruitgang in de minimaal toelaatbare signaal-ruisverhouding met zich meebrengt. De interpretatie van dit driewaardige signaal aan de ontvangzijde van de verbinding geeft geen speciale problemen, omdat de relatie tussen het over te seinen nullen-en-enen-patroon en het driewaardige signaal zeer systematisch is [9].

2. Het genereren van modulaatsignalen zonder 'modulator'

Wanneer we in overeenstemming met het over te seinen nullen-en-enen-patroon een banddoorlatend filter, dat aan Nyquist's criterium voldoet, aanstoten, dan ontstaat een signaal dat geschikt is om via banddoorlatende kanalen te worden overgedragen. Voor het opwekken van dit soort signalen wordt gewoonlijk een andere methode gebruikt, waarbij een draaggolf gemoduleerd wordt met het uitgangssignaal van een onderdoorlatend filter. Men noemt de op deze wijze opgewekte signalen 'modulaatsignalen'. Het blijkt nu dat, bij een speciale keuze van de verhouding tussen de draaggolffrequentie en de seinsnelheid, de beide methoden equivalent zijn [10].

Ik wil dit aan de hand van de volgende redenering toelichten: Als het juist is dat het uitgangssignaal van een banddoorlatend filter is op te vatten als een modulaatsignaal, dan moet het signaal waarmee we het betreffende banddoorlatende filter hebben aangestoten reeds het gewenste modulaatsignaal bevatten. Een filter is immers een lineair element, dat zelf geen nieuwe frequentiecomponenten kan introduceren.

Ik zal daarom eerst wat nader ingaan op de eigenschappen van het spectrum van dit ingangssignaal. Het ingangssignaal bestaat, zoals U in het eerste gedeelte van deze voordracht reeds heeft kunnen beluisteren, uit naaldvormige impulsen die steeds in het signaal voorkomen wanneer de informatiebron het symbool '1' aanbiedt. Met fig. 7 heb ik duidelijk willen maken hoe we ons dit signaal samengesteld kunnen denken.

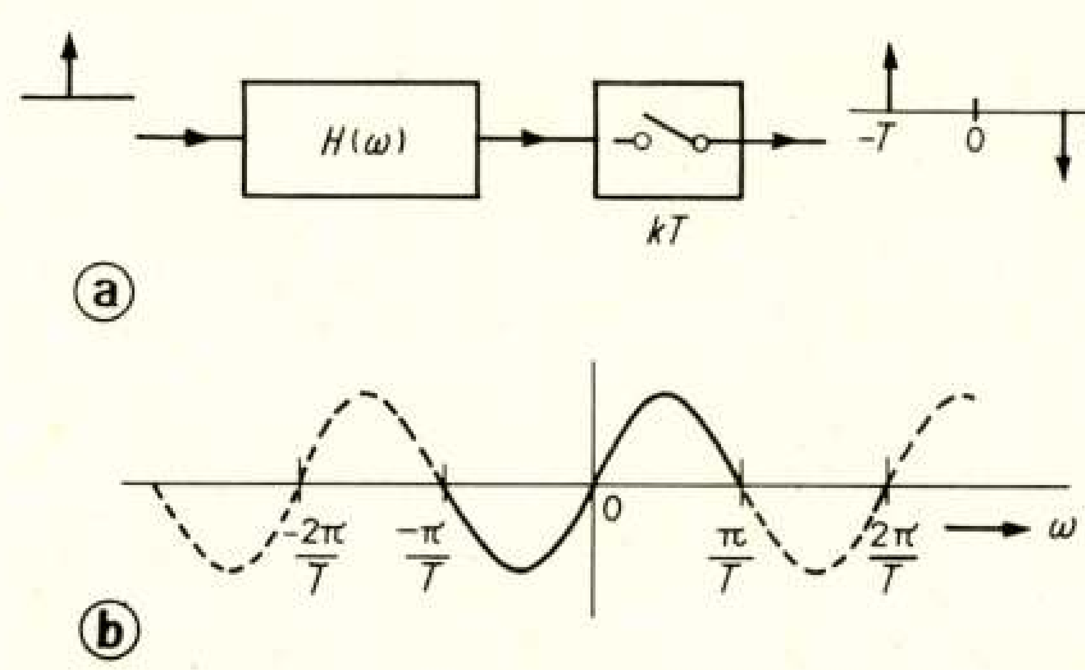


Fig. 6a. Voorbeeld van goed gedefinieerde intersymboolinterferentie. Het bemonsteren van de impulsresponsie heeft op twee tijdstippen een van nul verschillend resultaat. De twee resulterende impulsen zijn gelijk, doch tegengesteld van teken.

b. Overdrachtsfunctie van een filter, dat een gedefinieerde intersymboolinterferentie geeft. Samen met de over een frequentie-interval $2\pi/T$ en veelvouden daarvan verschoven versies kan deze gesommeerd worden tot een sinusvormige imaginaire frequentiefunctie.

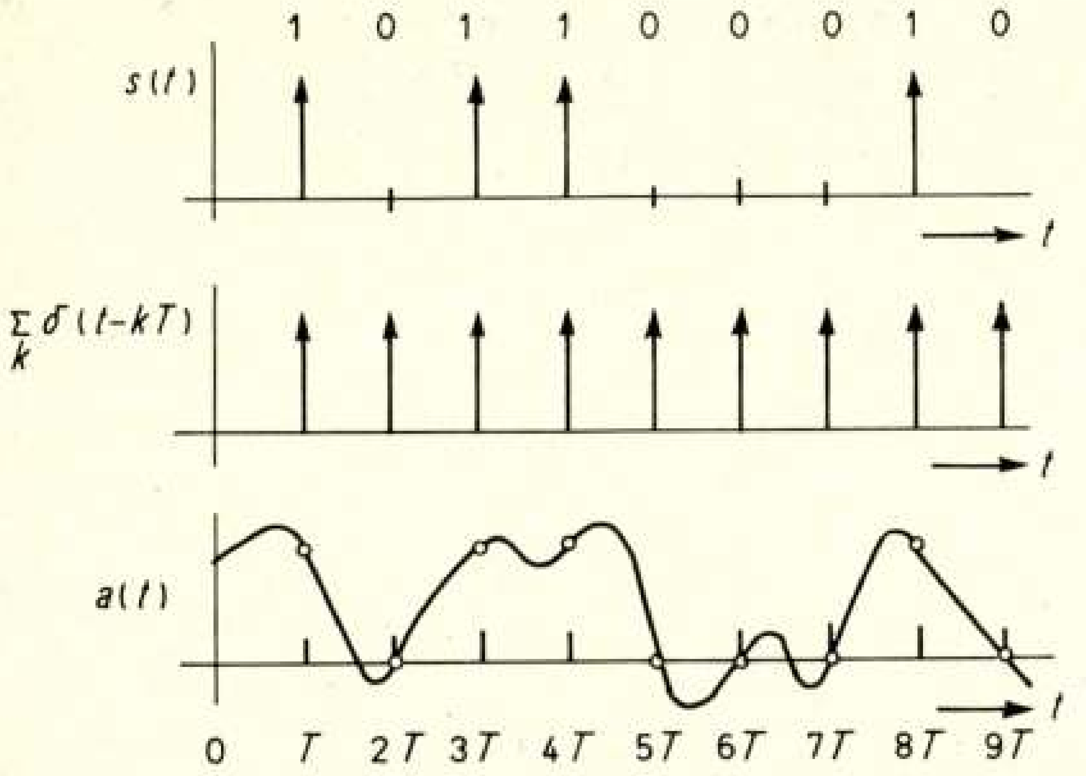


Fig. 7. Ontbinding van het uit naaldvormige impulsen opgebouwde datasignaal $s(t)$ in een periodieke impulstrein en een continu signaal $a(t)$.

Het blijkt uiteen te vallen in een reeks equidistante naaldvormige impulsen, voorgesteld door $\sum_k \delta(t-kT)$ en een tijdfunctie $a(t)$, waarvoor geldt $a(kT) = 0$ of 1. Het ingangssignaal $s(t)$ kunnen we nu beschrijven als:

$$s(t) = a(t) \cdot \sum_k \delta(t-kT) \tag{7}$$

Brengen we (7) over naar het frequentiedomein, dan vinden we:

$$S(\omega) = \frac{1}{2\pi}\left[A(\omega) * \sum_m \frac{2\pi}{T}\delta\left(\omega - \frac{m2\pi}{T}\right)\right] \tag{8}$$

of:

$$S(\omega) = \frac{1}{T}\sum_m A\left(\omega - \frac{m2\pi}{T}\right) \tag{9}$$

Zolang het nullen-en-enen-patroon onbekend is, blijft $a(t)$ een onbekende tijdfunctie en kunnen we van het spectrum $S(\omega)$ niet veel meer zeggen dan dat het de volgende drie eigenschappen heeft:

De eerste is een zeer algemene eigenschap die geldt voor het spectrum van iedere reële tijdfunctie, nl.:

$S(-\omega) = S^*(\omega)$

(* duidt toegevoegd complexe waarde aan)

De tweede eigenschap is, dat uit (9) volgt dat $S(\omega)$ periodiek is met periode $2\pi/T$.

De derde eigenschap vloeit voort uit het feit dat $s(t)$ een gelijkstroomcomponent bevat (zie fig. 7). Samen met de periodiciteit van het spectrum geeft dit aanleiding tot het ontstaan van een discrete component op $\omega = 0$ en van discrete componenten op veelvouden van $\omega = 2\pi/T$.

Ik heb getracht deze eigenschappen aanschouwelijk te maken in fig. 8, waarbij de eigenschap $S(-\omega) = S^*(\omega)$ is voorgesteld door op het frequentie-interval $[-(k+1)\pi/T, \ -k\pi/T]$ een anders georiënteerd driehoekje te gebruiken dan op het interval $[k\pi/T, (k+1)\pi/T]$.

Met behulp van deze voorstellingswijze is duidelijk in te zien dat het spectrum 'overvloedig' is. Kennelijk is alle informatie omtrent het over te seinen nullen-en-enen-patroon terug te vinden in één frequentie-interval dat zich uitstrekt van $k\pi/T$ tot $(k+1)\pi/T$. Dit is volkomen in overeenstemming met het in het eerste gedeelte besproken resultaat dat een ideaal rechthoekig filter met een bandbreedte, die gelijk is aan de halve bitfrequentie, de minimale bandbreedte heeft waarmee nog aan het Nyquist-criterium kan worden voldaan.

In fig. 9 is dezelfde voorstellingswijze voor het ingangsspectrum gebruikt; daar overheen heb ik de amplitudekarakteristiek van een aantal filters getekend, waarvan de eerste drie aan het Nyquist-criterium voldoen. De vierde voldoet aan de eisen van de tweede-orde bipolaire 'partial response'-techniek.

We kunnen met behulp van deze figuur zien, welk deel van het ingangsspectrum we in lijnsignaal aan de uitgang van het filter zullen terugvinden. We zien dat de uitgangssignalen van de drie banddoorlatende filters (afhankelijk van de overdrachtsfunctie van deze filters) kunnen worden opgevat als resp. een dubbelzijband- amplitude-gemoduleerd signaal (fig. 9b), een restzijbandsignaal (fig. 9c) en een enkelzijbandsignaal (fig. 9d), waarbij we de discrete component in het spectrum opvatten als de draaggolf in het modulatieproces.

Deze methode is niet beperkt tot modulatiesignalen met draaggolffrequenties die een veelvoud van de bitfrequentie zijn, zoals U misschien uit fig. 9 zou kunnen opmaken. Door een eenvoudige ingreep in het ingangssignaal van het banddoorlatende filter is het mogelijk het gehele ingangsspectrum over een afstand van π/T te verschuiven, waardoor ook modulaatsignalen gevormd kunnen worden op een draaggolffrequentie die een oneven veelvoud van de halve bitfrequentie bedraagt. De ingreep bestaat daaruit, dat we steeds na T s de polariteit

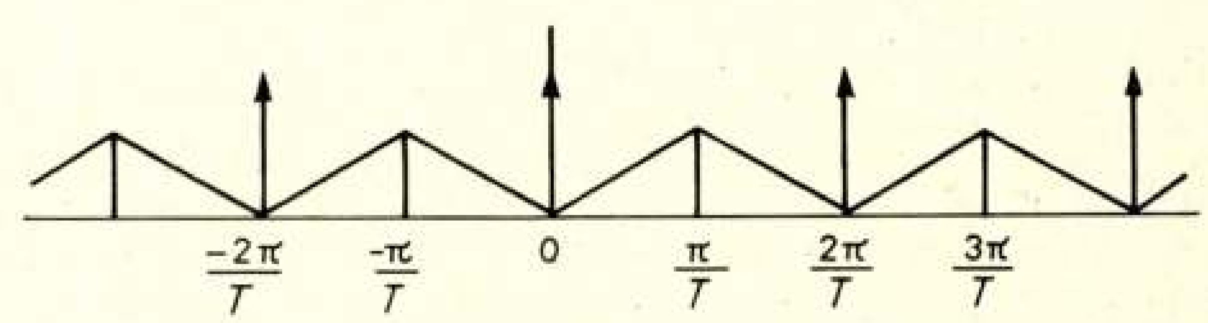


Fig. 8. Grafische voorstelling van de spectrale eigenschappen van een uit naaldvormige impulsen opgebouwd synchroon datasignaal.

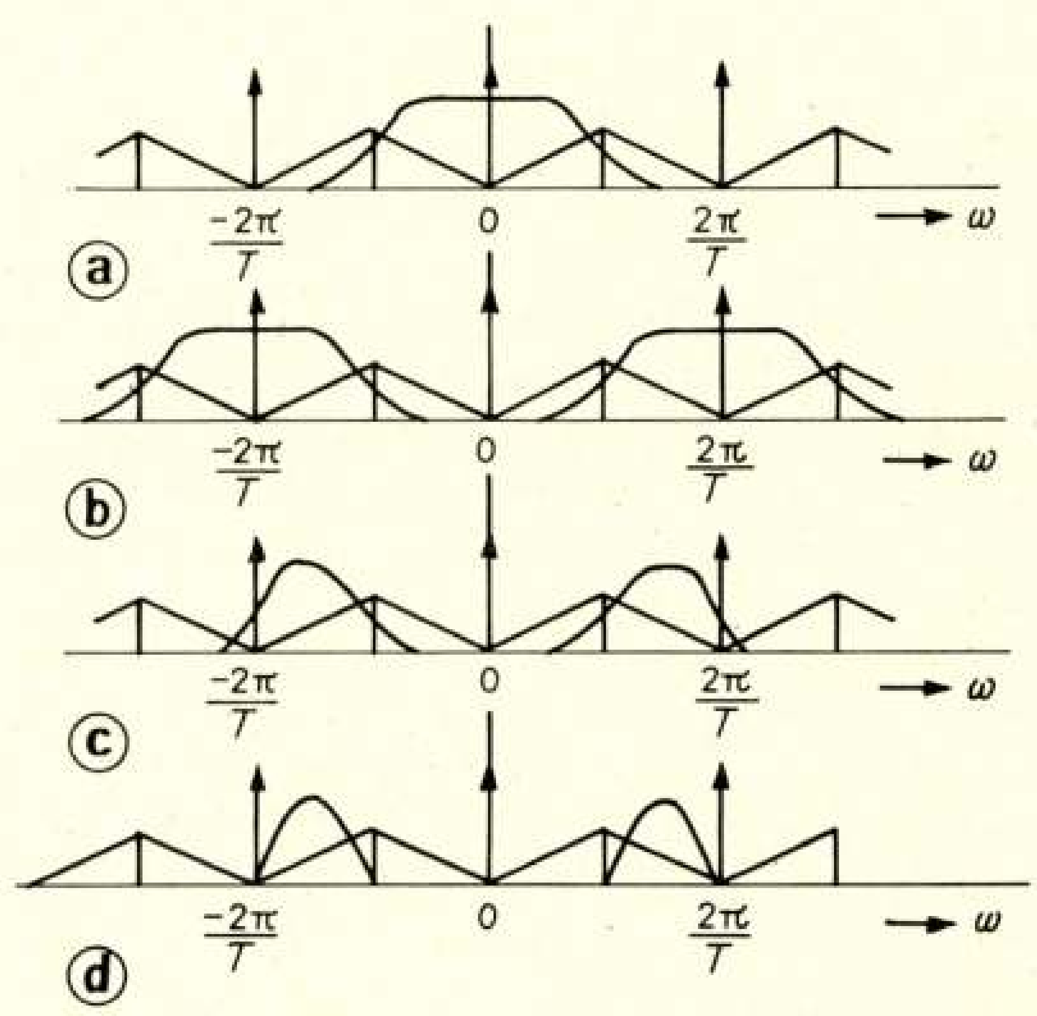


Fig. 9. Amplitude-karakteristieken van filters waarmee diverse typen datasignaal gevormd kunnen worden:

a. bandbegrensd basisbandsignaal;
b. dubbelziiband AM-signaal;
c. restzijbandsignaal;
d. enkelzijbandsignaal, gevormd door gebruik te maken van de 'partial response'-methode.

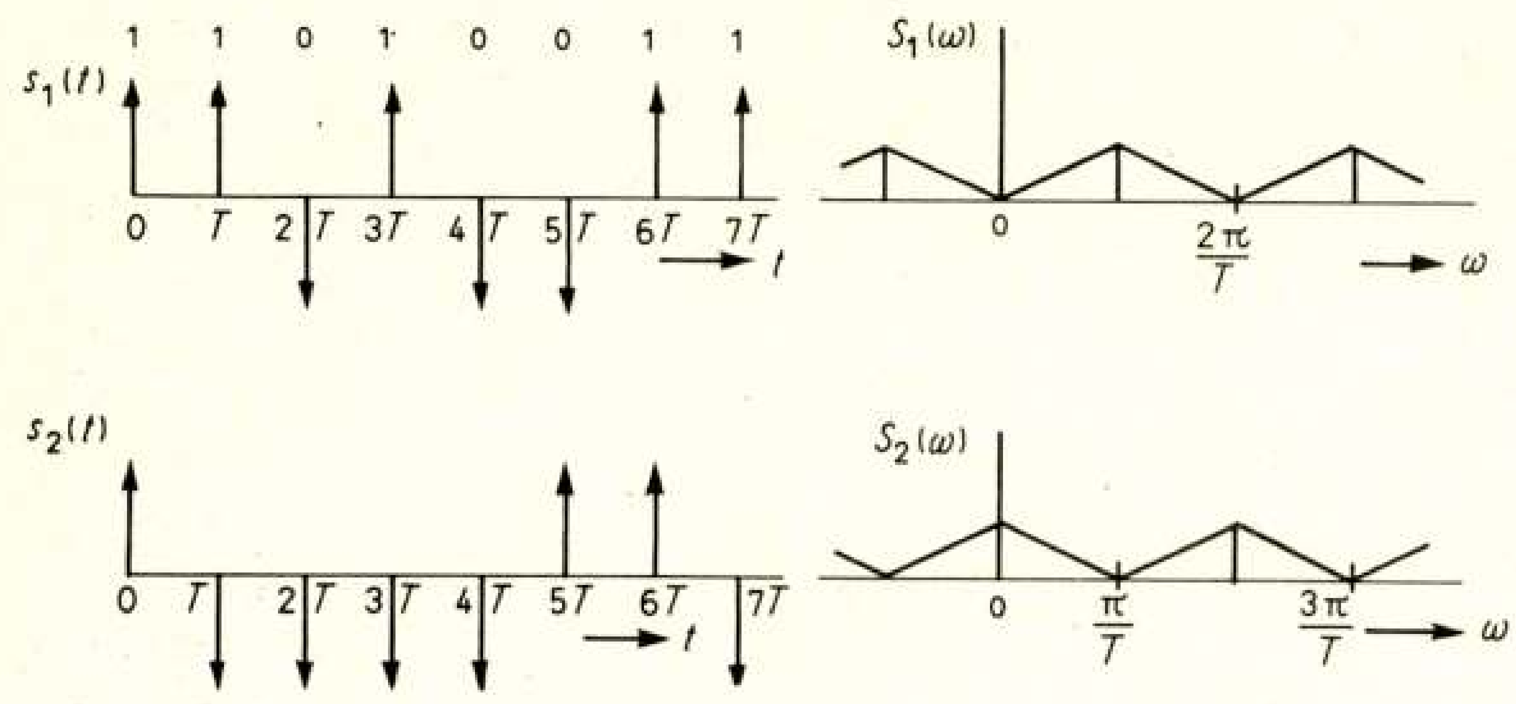


Fig. 10. Een unipolair datasignaal $s_1(t)$ en een signaal $s_2(t)$ dat uit $s_1(t)$ gevormd is door steeds na een tijdinterval T de polariteit van $s_1(t)$ om te keren. Het spectrum $S_2(\omega)$ van $s_2(t)$ is de over π/T verschoven versie van $S_1(\omega)$.

van het ingangssignaal $s(t)$ omkeren (fig. 10). Daardoor ontstaat een signaal $s_2(t)$, dat we kunnen voorstellen door:

$$s_2(t) = s_1(t) \cdot \varepsilon^{j\pi t/T} \tag{10}$$

waaruit na fouriertransformatie blijkt dat dit voor het spectrum $S_2(\omega)$ van $s_2(t)$ betekent dat het de over π/T verschoven versie van $S_1(\omega)$ is. Voor een zo effectief mogelijk gebruik van het beschikbare of toelaatbare zendvermogen is het niet altijd gewenst de gehele draaggolf met het signaal mee te zenden. De informatie omtrent fase en frequentie van de draaggolf, die aan de ontvangzijde noodzakelijk is om het signaal te kunnen demoduleren, kan men eventueel met een pilootsignaal van gering vermogen overseinen.

Maken we gebruik van een zgn. antipodaal ingangssignaal voor onze banddoorlatende filters in plaats van de tot nu toe gebezigde unipolaire signalen, dan ontstaan er spectra zonder de discrete componenten, zodat de uitgangssignalen van de filters beschreven kunnen worden als modulaatsignalen met onderdrukte draaggolf; dit is in fig. 11 geïllustreerd. In deze figuur geldt (evenals in fig. 10) dat:

$$s_2(t) = s_1(t) \cdot \varepsilon^{j\pi t/T}$$

3. Het binaire transversale filter

Als we de hiervóór besproken methode willen toepassen om modulaatsignalen voor datatransmissie-doeleinden op te wekken, dan moeten we beschikken over banddoorlatende filters die aan het Nyquist-criterium voldoen. Uit het criterium, zoals dat in uitdrukking (3) is geformuleerd, volgt dat daaraan voldaan kan worden door filters met een reële overdrachtsfunctie. *Gibby* en *Smith* [4] hebben er op gewezen dat de delen van de overdrachtsfunctie, die overlapt worden door over $k2\pi/T$ verschoven versies van de overdrachtsfunctie (zie fig. 5) niet reëel behoeven te zijn. Voor deze delen is het voldoende dat de som van de imaginaire componenten van de elkaar overlappende complexe frequentiefuncties gelijk aan nul is, waarmee aan (3) is voldaan. In het volgende heb ik deze extra vrijheid in de keuze van de overdrachtsfunctie niet gebruikt, vooral omdat zal blijken dat deze vrijheid in ons geval niet noodzakelijk is om tot een realiseerbaar Nyquist-filter te komen.

Een zuiver reële overdrachtsfunctie brengt een impulsresponsie met zich mee die symmetrisch is t.o.v. het tijdstip $t = 0$, het tijdstip waarop het filter wordt aangestoten. Een dergelijk filter is niet causaal en derhalve niet realiseerbaar. Evenzo volgt uit uitdrukking (6) dat voor de tweede-orde bipolaire code een zuiver imaginaire overdrachtsfunctie wordt verlangd, hetgeen gepaard gaat met een t.o.v. $t = 0$ anti-symmetrische impulsresponsie. Een dergelijke overdrachtsfunctie is eveneens niet realiseerbaar.

In dit opzicht zijn de eisen, weergegeven in (3) en (4), te streng. T.b.v. een praktische realisatie kunnen we echter toestaan dat de filters een frequentie-onafhankelijke vertraging τ_0 veroorzaken. Daarmee voorkomen we dat de impulsresponsie een aanvang moet nemen voordat het filter wordt aangestoten. De bemonstertijdstippen, waarop aan de ontvangzijde de impulsen gedetecteerd worden, moeten we dan ook over een tijd τ_0 vertragen. De eis die nu overblijft is, dat de impulsresponsie van het filter symmetrisch (of voor de tweede-orde bipolaire code anti-symmetrisch) moet zijn t.o.v. het tijdstip $t = \tau_0$. Dergelijke impulsresponsies zijn op eenvoudige wijze te realiseren met zgn. transversale filters.

In fig. 12 vindt U een voorstelling van een transversaal filter, bestaande uit een vertragingslijn, die van aftakkingen is voorzien en een weerstandsnetwerk. Het uitgangssignaal wordt gevormd door de gewogen som van vertraagde versies van het ingangssignaal. Wanneer het ingangssignaal bestaat uit synchrone tweewaardige digitale signalen kunnen we de functie van de 'afgetakte' vertragingslijn laten vervullen door een met flip-flops opgebouwd schuifregister. Indien dan voor sommige aftakkingen een negatieve gewichtsfactor wordt verlangd, is dit op eenvoudige wijze te realiseren door in zo'n geval de geinverteerde uitgang van de betreffende flip-flop te gebruiken. In deze uitvoering wordt het filter een binair transversaal filter genoemd [5, 6].

Bij een t.o.v. het midden symmetrische opbouw van het weerstandsnetwerk heeft het filter een symmetrische impulsresponsie. De overdrachtsfunctie van het filter wordt bepaald door de grootte van de gewichtsfactoren aan de aftakkingen, die om de symmetrie te waarborgen steeds twee aan twee gelijk zijn: $c_{-k} = c_k$. Voor de overdrachtsfunctie van een symmetrisch filter met $2N+1$ aftakkingen geldt nu:

$$H(\omega) = \left[\sum_{-N}^{+N} c_k \, \varepsilon^{-j\omega k\tau} \right] \varepsilon^{-j\omega N\tau} \tag{11}$$

of:

$$H(\omega) = \left[c_0 + \sum_{1}^{N} 2c_k \cos \omega k\tau \right] \varepsilon^{-j\omega N\tau} \tag{12}$$

waarin τ de vertragingstijd per sectie voorstelt.

De factor $\varepsilon^{-j\omega N\tau}$ ontstaat door de frequentie-onafhankelijke vertraging van het filter, die we verder kunnen negeren.

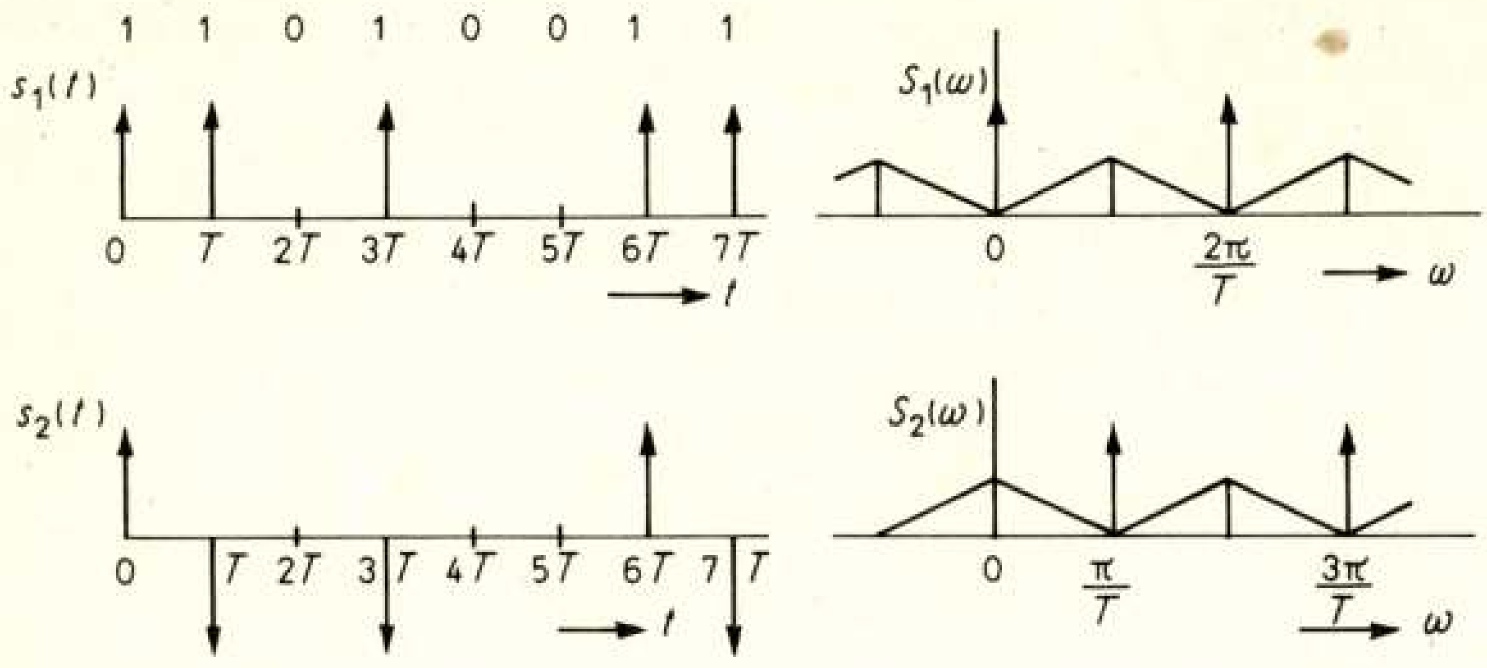


Fig. 11. Een antipodaal datasignaal $s_1(t)$ en het signaal $s_2(t)$ dat uit $s_1(t)$ gevormd is door periodieke polariteitomkeringen. Uit de bijbehorende spectra zijn de discrete componenten verdwenen.

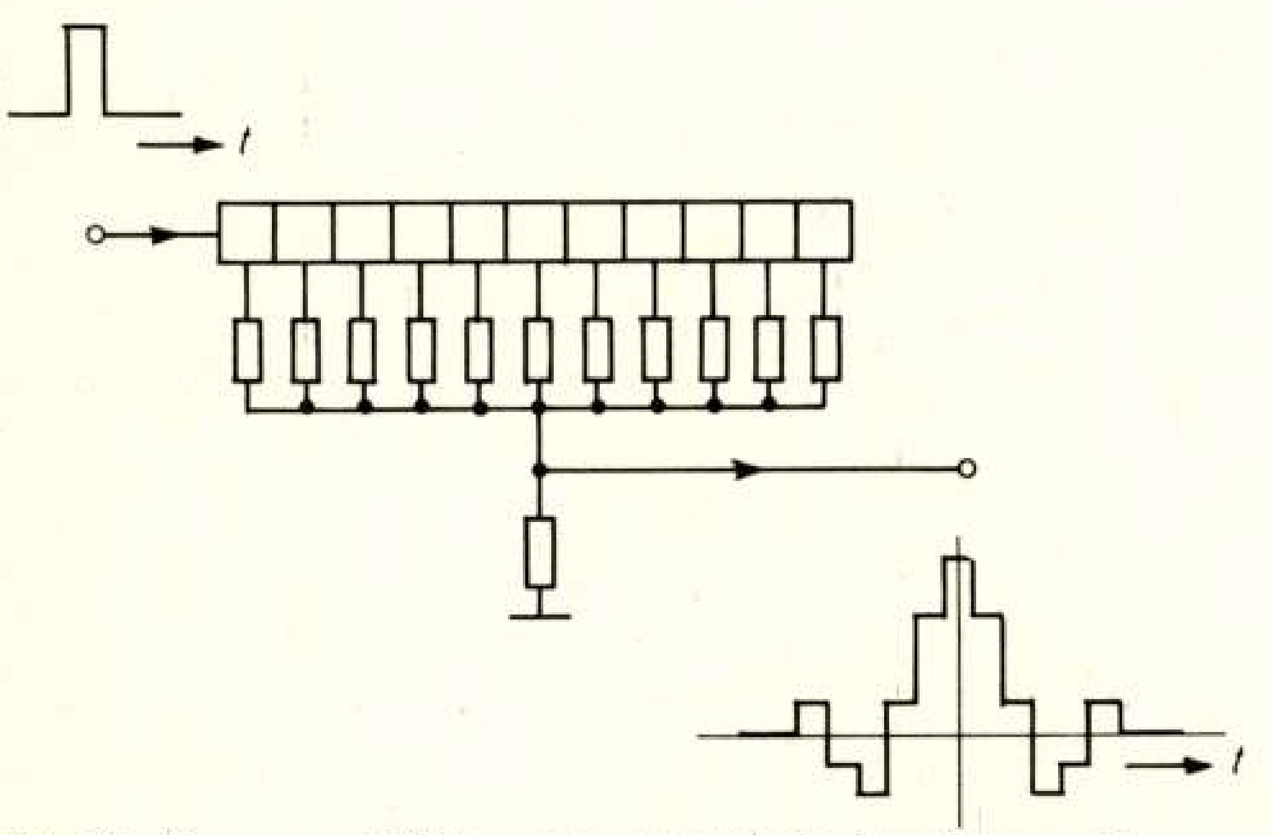


Fig. 12. Transversaal filter met symmetrische impulsresponsie.

Met een voldoend aantal secties kunnen we bereiken dat het gedeelte tussen de haken in (12) aan het Nyquist-criterium voldoet.

Op identieke wijze vinden we voor een anti-symmetrisch opgebouwd filter met $c_{-k} = -c_k$ en $c_o = 0$ dat we de overdrachtsfunctie kunnen schrijven als de som van een aantal sinustermen, vermenigvuldigd met de vertragingsfactor $\varepsilon^{-j\omega N\tau}$:

$$H(\omega) = \left[\sum_{1}^{N} 2j \sin \omega k\tau \right] \varepsilon^{-j\omega N\tau} \tag{13}$$

Het deel tussen de haken is zuiver imaginair: een dergelijk filter kunnen we toepassen voor bijv. de tweede-orde bipolaire code.

De overdrachtsfuncties (12) en (13) zijn periodiek met een periode $\Omega = 2\pi/\tau$. Een gewenste doorlaatband gaat dus gepaard met over het algemeen niet-gewenste doorlaatbanden met een onderlinge frequentie-afstand $2\pi/\tau$. Voldoend grote spergebieden aan weerszijden van de gewenste doorlaatband worden verkregen als τ klein t.o.v. het bit-interval T wordt gekozen. De frequentie van het signaal waarmee de inhoud van het schuifregister wordt doorgeschoven, moet dan een veelvoud van de bitfrequentie bedragen.

Bij het bepalen van de juiste overdrachtsfunctie van het binaire transversale filter als Nyquist-filter moeten we rekening houden met het feit dat het filter niet, zoals in het voorgaande steeds is verondersteld, met naaldvormige impulsen wordt aangestoten. De minimale impulsduur bedraagt nl. τ, de elementaire vertragingstijd van het filter. In de overdrachtsfunctie van het Nyquist-filter moeten we daarom een correctiefactor $C(\omega)$ opnemen, die bepaald wordt door de vorm van de impulsen waarmee we het filter willen 'aanstoten'.

Voor $\tau = T/4$ heb ik de ingangsimpuls getekend in fig. 13a, samen met het spectrum van deze impuls waarvoor geldt:

$$S(\omega) = \frac{2[\sin \omega T/8]}{\omega} \tag{14}$$

Bij een dergelijke ingangsimpuls geldt voor de correctiefactor:

$$C(\omega) = \frac{1}{S(\omega)} = \frac{\omega}{2 \sin(\omega T/8)} \tag{15}$$

De realisatie van deze correctiefactor levert geen speciale problemen op zolang de gewenste modulaatband niet één van de frequenties $k\ 8\pi/T$ omvat.

Om praktische redenen kan het gewenst zijn een andere vorm voor de ingangsimpuls te kiezen. Daar is geen bezwaar tegen, zolang het signaal dat uit deze impulsen wordt opgebouwd maar een synchroon tweewaardig signaal is, dat zonder vervorming door een schuifregister vertraagd kan worden en de bij de impulsvorm behorende correctiefactor $C(\omega)$ realiseerbaar is in de gewenste modulaatband.

In fig. 13b is een impuls weergegeven die aan deze eis voldoet. Uit het bijbehorende spectrum blijkt dat deze impulsvorm relatief veel signaalvermogen heeft rond de frequentie $\omega = 2\pi/T$, hetgeen een voordeel kan zijn als de modulaatband rond deze frequentie moet liggen. Deze ingangsimpuls kunnen we op eenvoudige wijze vormen met de in fig. 14 weergegeven schakeling, bestaande uit een 'exclusive-OR-gate' die de modulo-2-som bepaalt van het signaal, zoals het door de datasignaalbron wordt afgegeven, samen met een vierkantsgolf. Het resulterende signaal kunnen we opvatten als een antipodaal signaal waarvan de individuele impulsen de gedaante hebben die in fig. 13b is weergegeven.

Er is ook een andere beschouwingswijze mogelijk: U kunt, als U dat wilt, de vierkantsgolf ook opvatten als een draaggolf. De 'exclusive-OR-gate' moet U dan zien als een digitaal modulatiecircuit: het modulaatsignaal bestaat dan uit een in fase gemoduleerde vierkantsgolf met fasesprongen van 180°. Maar met evenveel recht kunt U het modulaatsignaal opvatten als een in amplitude gemoduleerde draaggolf, waarbij de draaggolf zelf onderdrukt is. De 'amplitude' neemt daardoor de waarde $+1$ of -1 aan, in overeenstemming met het over te seinen informatiesymbool. Voor de draaggolffrequentie geldt, dat deze een geheel veelvoud van de halve bitfrequentie moet bedragen.

Kennelijk bevinden we ons met deze synchrone digitale technieken in een gebied waar hetzelfde proces zich vanuit het ene

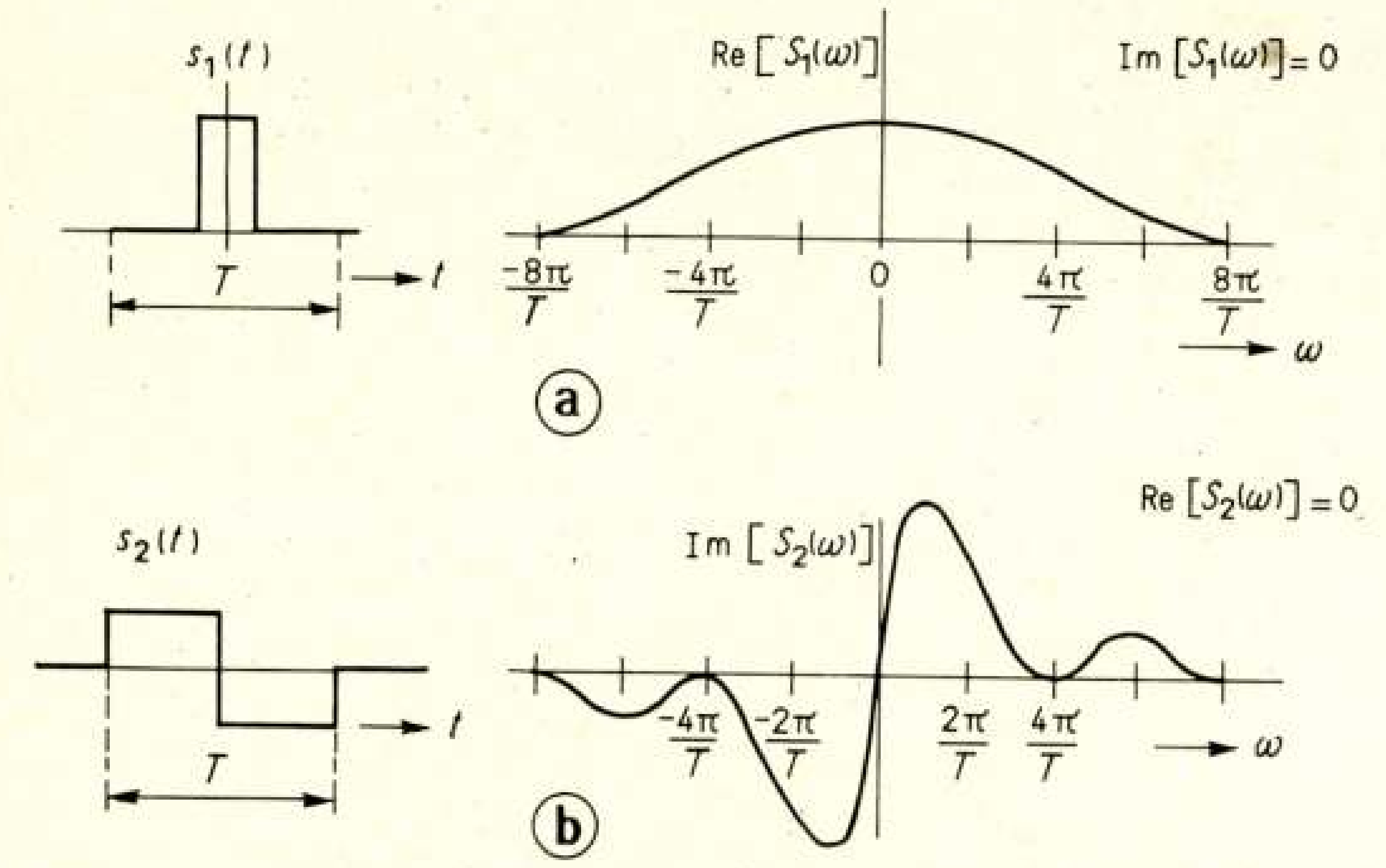


Fig. 13. Twee typen impulsen die bruikbaar zijn als ingangsimpulsen voor een binair transversaal filter. Uit de bijbehorende frequentiespectra laten zich de vereiste correctiefactoren berekenen.

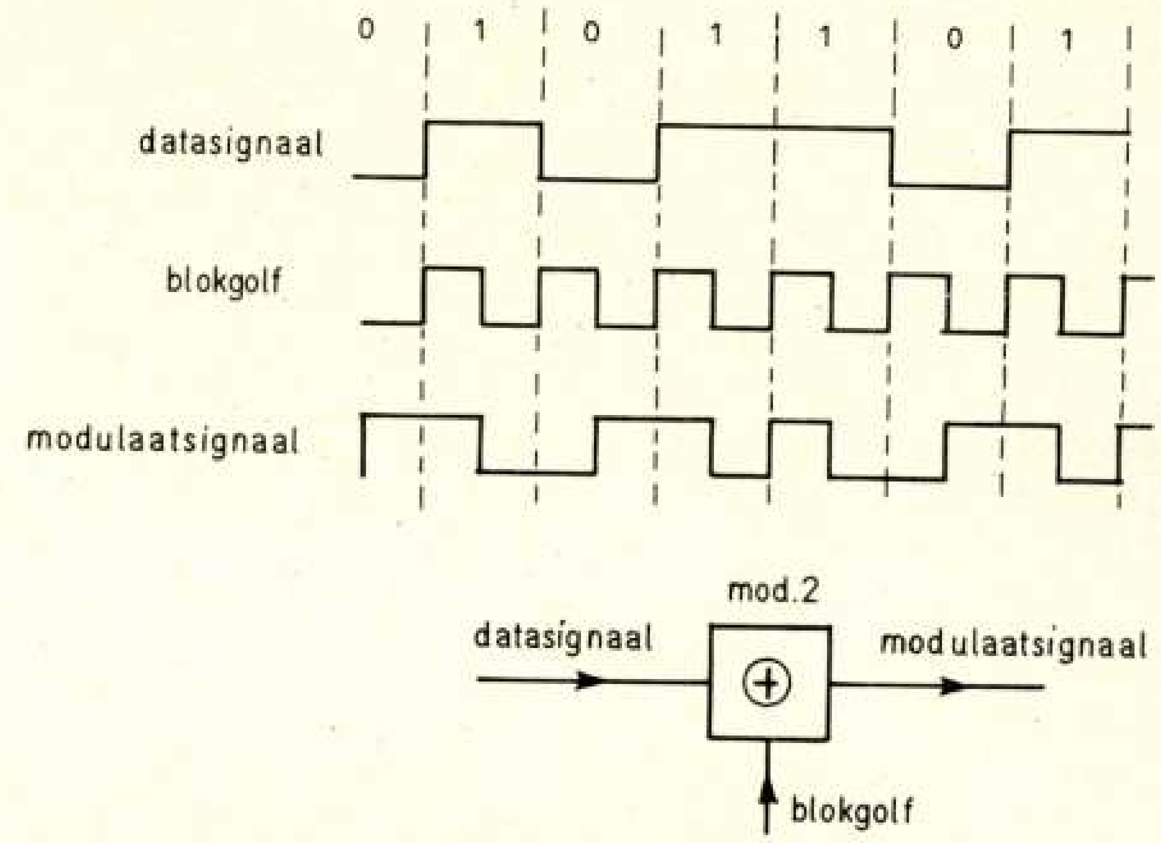


Fig. 14. Schakeling voor het vormen van de ingangsimpulsen van het binaire transversale filter, ook op te vatten als een digitaal modulatiecircuit.

standpunt laat beschrijven als een modulatieproces, terwijl het vanuit een ander standpunt bezien slechts gaat om het beïnvloeden van de impulsvorm d.m.v. lineaire systemen.

4. Een geïntegreerde digitale restzijbandzender voor de signalen

In de voorgaande gedeelten heb ik, naar ik hoop, voldoende achtergronden belicht om in dit gedeelte te kunnen volstaan met een beknopt overzicht van de schakeling die als geïntegreerd circuit is uitgevoerd.

Uit het principeschema van fig. 15 kunt U opmaken dat de vierkantsgolf voor de modulator, het kloksignaal waarmee de databron wordt uitgelezen en de schuifimpulsen voor het schuifregister van een externe blokgolfgenerator worden afgeleid. Hiermede is het strikte synchronisme tussen deze signalen, dat voor de goede werking van de zender noodzakelijk is, verzekerd. In deze uitvoering hebben we de draaggolffrequentie gelijk aan de bitfrequentie gekozen. Het uitgangssignaal van het digitale modulatiecircuit doorloopt een schuifregister van 12 secties, dat samen met het weerstandsnetwerk aan de 13 aftakkingen een binair transversaal filter vormt. De schuiffrequentie van het filter is een factor 4 hoger dan de draaggolffrequentie; de overdrachtsfunctie van het filter is zodanig dat het uitgangssignaal een restzijbandsignaal is. De omhullende van het spectrum is een 'raised cosine', die zich uitstrekt van 600 ... 3000 Hz, althans als de seinsnelheid 2400 Baud bedraagt.

Omdat de zendschakeling geen frequentie-bepalende elementen bevat, wordt de zender slechts door een andere keuze van de frequentie van de externe blokgolfgenerator geschikt om bijv. een 48 000-Baud datasignaal op een 48-kHz draaggolf te moduleren t.b.v. snelle datatransmissie via brede-band-telefooncircuits; het spectrum strekt zich in dat geval uit van 12 ... 60 kHz. De overdrachtsfunctie van het binaire transversale zendfilter past zich nl. automatisch aan bij een andere keuze van de seinsnelheid.

De kwaliteit van het zendfilter wordt vnl. bepaald door de nauwkeurigheid waarmee de onderlinge verhoudingen van de weerstandswaarden in het binaire transversale filter gerealiseerd kunnen worden. Bij de uitvoering van de zender als geïntegreerde schakeling is het mogelijk gebleken, deze verhoudingen tot op 1% nauwkeurig te realiseren.

Een afbeelding van het geïntegreerde circuit vindt U in fig. 1. De onderste rij bevat het modulatie-circuit en de twee frequentiedelers; de bovenste drie rijen bevatten de twaalf secties van het schuifregister en de aftakweerstanden. Het totale circuit bevat

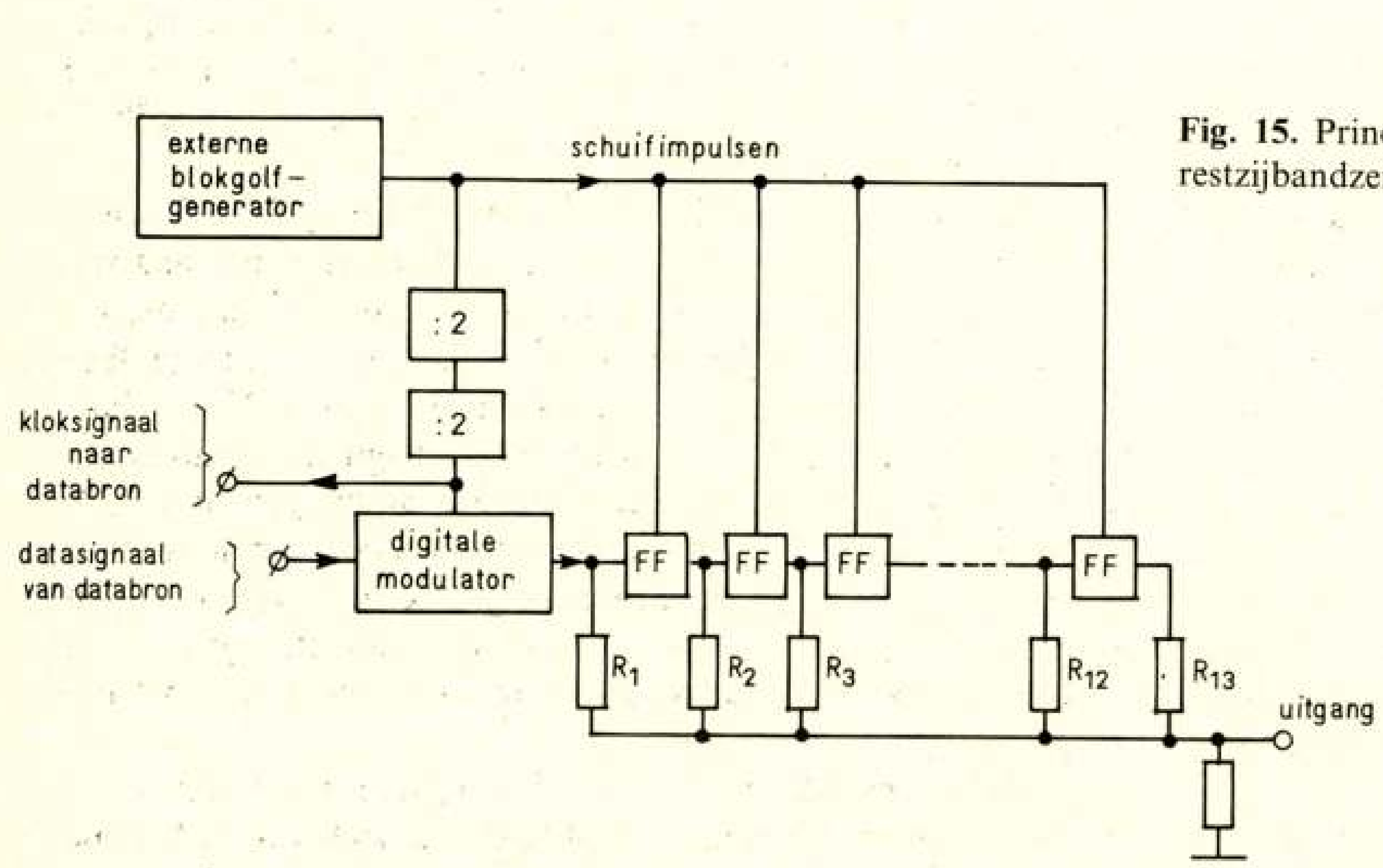


Fig. 15. Principeschema van de als geïntegreerd circuit uitgevoerde restzijbandzender voor datasignalen.

203 transistoren en 172 weerstanden; de dissipatie bedraagt 120 mW.

5. Medewerkers

De experimentele datazender die ik in deze voordracht heb behandeld kwam tot stand in een vruchtbare samenwerking tussen de researchgroep Spraak- en Datatransmissie en *drs. A. Schmitz* van de researchgroep Halfgeleiders van het Natuurkundig Laboratorium. Het ontwerp voor de zender is gemaakt door *P. J. van Gerwen;* het is een resultaat van zijn werk op het gebied van datatransmissie en digitale filters. *E. C. Dijkmans* heeft de uitdaging aangenomen, een zo gecompliceerde schakeling als één geïntegreerd circuit uit te voeren; hij is er daarbij in geslaagd, de weerstanden van het binaire transversale filter de vereiste nauwkeurigheid te geven.

Literatuur

[1] P. J. van Gerwen: The use of digital circuits in datatransmission. Philips Technical Review, 1969 Vol. 30, No. **3**, pp. 71 ... 81.
[2] H. Nyquist: Certain Topics in Telegraph Transmission Theory. ALEE Trans., April 1928, **47**, pp. 617-644.
[3] O. B. P. Rikkert de Koe and P. van der Wurf: Proc. Letter. Proc. IEEE, April 1969, Vol. 57, No. **4**, p. 701.
[4] R. A. Gibby and J. W. Smith: Some Extensions of Nyquist's Telegraph Transmission Theory. Bell. Sys. Tech. J., September 1965, Vol. 44, pp. 1487 ... 1510.
[5] P. Leuthold: Filter networks with digital shift registers. Philips Res. Repts. Suppl., 1965, No. **5**.
[6] H. B. Voelcker: Generation of Digital Signalling Wave Forms. IEEE Trans.Comm. Techn., February 1968, Vol. Com.16, No. **1**, pp. 81 ... 93.
[7] A. Papoulis: The Fourier Integral and its Applications. 1962, McGraw-Hill, New York.
[8] A. Lender: The duobinary technique for high-speed data transmission. IEEE Trans. on Comm. and Electronics, May 1963, Vol. 82, pp. 214 ... 218.
[9] P. J. van Gerwen: On the generation and application of pseudo ternary codes in pulse transmission. 1965, Philips. Res. Repts. 20, pp. 469 ... 484.
[10] E. D. Sunde: Theoretical Fundamentals of Pulse Transmission-II, Bell Syst. Tech. J., July 1954, Vol. 33, pp. 987 ... 1010.
[11] G. I. Cohen: A World Without People: Using the personal pronoun to improve technical writing. IEEE Trans. on Engineering Writing and Speech, October 1969, Vol. EWS-12, No. **3**, pp. 79...82.

Communicatie, Telecommunicatie en Toekomst [1])

door prof. dr. ir. J. L. Bordewijk, T.H. Delft

1. Communicatie

Communicatie tussen mensen is een fascinerend bedrijf. Met recht kan men communicatie als het bindmiddel van onze menselijke samenleving aanmerken, een alles en allen omvattend bindmiddel.

Het ziet ernaar uit dat de adhesie van het bindmiddel eer groter dan kleiner wordt. De techniek – die reeds in vroege tijden de menselijke spierkracht te hulp is gekomen met het langs directe weg exploiteren van energiebronnen – heeft gaandeweg ook allerlei middelen voor zintuigversterking opgeleverd en wel in het bijzonder op het gebied van spraak- en beeldoverbrenging. Zo heeft de *telecommunicatie*, ook wel verreberichtgeving genoemd, de mogelijkheden voor intermenselijke *communicatie* op een aantal U allen bekende wijzen geïntensiveerd.

Voor zover een dergelijke intensivering een homogene versteviging inhoudt mag men wellicht verwachten, dat er geen principieel nieuw krachtenveld ontstaat, doch dat alleen een positief te waarderen verinniging overblijft. Maar de techniek heeft hier en daar 'als een stier in de porseleinkast' huisgehouden. Eeuwenoude cultuurpaden verloren hun functie, zij werden vervangen door snelwegen; weliswaar werd daarmede in overdrachtsnelheid gewonnen, maar tevens een natuurlijk evenwicht verstoord. En dat alles zonder dat de mens weet heeft van wat er bij communicatie eigenlijk geoptimaliseerd moet worden of – nog sterker – òf er bij communicatie eigenlijk geoptimaliseerd moet worden. Zoals *Warters* het in het IEEE-Student Journal van maart 1969 uitdrukt: 'Communication is one of the paradoxes of our time. While some writers extol the benefits of the communications revolution, others deplore the increasing lack of communication – the breakdown in communication between young and old, black and white'.

Er is, dunkt mij, geen enkele reden om de technicus of meer in het bijzonder de telecommunicatie-ingenieur alleen verantwoordelijk te stellen voor ongewenste spanningen en vervormingen in de samenleving ten gevolge van inhomogene veranderingen in het bindmiddel: communicatie. Net zo min als er gronden bestaan hem alleen te prijzen voor de positief te waarderen verinniging en toenadering in deze wereld die zich ongetwijfeld mede dank zij de telecommunicatie heeft voorgedaan. In de eerste plaats is lang niet alle communicatieverbetering van technologische oorsprong; maar bovendien lijkt me de manier waarop en het doel waarvoor nieuwe communicatiemedia worden gebruikt, en voor de toekomst méér nog het samenstel van overwegingen waarop de keuze van nieuwe communicatiemedia wordt gebaseerd, van prealabel belang.

Bij de keuze uit het pakket van uitbreidingsmogelijkheden in de communicatiesector heeft de telecommunicatie-ingenieur echter wel degelijk een grote medeverantwoordelijkheid en wel in adviserende en voorlichtende zin. Hij immers is het best in staat de technische ontwikkelingsmogelijkheden en beperkingen van bepaalde oplossingen te voorzien. Het is *zijn* taak, te zorgen dat niet enkele belangengroepen, maar de gehele gemeenschap geïnformeerd is over de ontwikkelingsmogelijkheden van het grote goed der informatie-uitwisseling.

Ik heb met voorgaande opmerkingen bepaald niet bedoeld een kant en klare oplossing voor bepaalde communicatievraagstukken in onze samenleving in te leiden, doch wel de aandacht te vestigen op een probleem dat overigens op al die technische gebieden aan de orde kwam of zal komen waar niet langer de stand der techniek de begrenzing voor toekomstige ontwikke-

[1]) Lezing, gehouden ter gelegenheid van de opening van het nieuwe laboratorium voor Elektrotechniek van de T.H. Delft op 27 november 1969.

lingen vormt: maar wel waar de begrenzing wordt bepaald door de industriële capaciteit dan wel de koopkracht van een land of werelddeel.

Vijftig jaar geleden kon men kiezen tussen wèl-radio-omroep of niet-radio-omroep; thans is er een hele waslijst van communicatie-'intensifiers'. Het maken van een verantwoorde keuze tussen uitbreidingen in de commerciële telecommunicatie enerzijds en de recreatief-informatieve telecommunicatie anderzijds (en ook het maken van keuzen binnen deze twee gebieden) is een moeilijke taak, maar een taak – het zij nogmaals gezegd – die niet mag worden overgelaten aan enkele belangengroepen, hoezeer ook hun medewerking en zelfs katalyserende werking gewenst lijkt. De gehele gemeenschap dient hierbij betrokken te zijn, omdat de telecommunicatieplanning van nu wel eens bepalend kan zijn voor het menselijk gedragspatroon van straks.

Er moeten me nog een tweetal commentaren van het hart. De Canadese communicatieonderzoeker *McLuhan* heeft de bekende slogan 'The medium is the message' gelanceerd. Met deze zin heeft hij de inderdaad revolutionaire inwerking op het wereldgebeuren van nieuwe communicatietechnologieën – denk aan boekdrukkunst, telegraaf, radio, televisie – op dramatische wijze willen verwoorden. Volgens zijn slogan komt het er eigenlijk niet op aan hoe een nieuw medium wordt gebruikt of beter: het gebruik wordt door de aard van het systeem opgelegd. Ik wil, omdat McLuhan's uitspraak in conflict staat met mijn gedachtengang, hiervan alleen zeggen dat in McLuhan's slogan een stuk menselijke verantwoordelijkheid wordt weggecijferd, dat zich naar mijn persoonlijke overtuiging niet wegcijferen laat!

De Duitse communicatie-ingenieur en filosoof *Karl Steinbuch* benadrukt, vooral in zijn recente, zeer lezenswaardige boek 'Falsch programmiert' ook de verantwoordelijkheid van de ingenieur, maar legt daarbij – in één lijn met *Servan-Schreiber* – de nadruk op de 'Konkurrenzfähigkeit'. Als diepste grond voor het menselijke en ook het ingenieurs-handelen acht ik 'Konkurrenzfähigkeit' onvoldoende, om niet te zeggen onjuist.

2. Oude en nieuwe vormen van telecommunicatie

Men kan bij telecommunicatie twee principieel verschillende vormen onderscheiden. De eerste vorm treft men aan bij de '*conversatiesystemen*'; als voorbeeld diene de telefoonverbinding van abonnee X met abonnee Y. Maar ook een koppeling van twee gelijkwaardige rekenmachines die elkaar in computertaal toespreken zou ik tot de 'conversatiestelsels' willen rekenen.

Karakteristiek voor de 'conversatiestelsels' is het *tweerichtingverkeer* met alle technische zorgen en voordelen van dien; de *partnerkeuze*, voor kortere of langere tijd; de grote nadruk op het *zakelijk verkeer* en tenslotte de exploitatie door middel van een *staatsmonopolie* of een daarbij in de buurt liggende exploitatievorm.

Als tweede categorie wil ik de *distributiestelsels* onderscheiden; deze bevatten principieel éénrichtingcircuits met in het algemeen een zendend centrum als *informatiebron* en een groot aantal ontvangposten als even zovele mogelijke *bestemmingen*. Een distributiestelsel is derhalve bijkans een schoolvoorbeeld van de thans zo sterk aangevochten collegemethodiek aan onze universiteiten en hogescholen. Telecommunicatievoorbeelden worden gevonden in de radio-omroep, de draaddistributie, de televisie-omroep, maar ook in een ANP-telexdistributienet en op kleinere schaal in kerk- en ziekentelefoonnetten. Karakteristiek voor de omroepdistributie is de door de overheid gehanteerde *rantsoenering* van de gebruikstijd, gebaseerd op de schaarste der distributiemiddelen.

Bij de omroepdistributie wordt door de ontvangposten een zekere mate van inspraak verkregen via verenigingslidmaatschappen. Ook de keuze uit meer dan één programma in combinatie met luister- en kijkdichtheidsmetingen door een instantie als Intomart in ons land leidt tot een zekere mate van 'feedback'.

Tussen deze twee grondvormen zullen naar mijn verwachting in de toekomst meer en meer tussenvormen ontstaan. Ik denk aan het verkeer tussen niet-gelijkwaardige rekenmachines: een centrale computer en zijn satelliet, ik denk aan massatelemetrie-installaties, aan conferentieschakelingen, aan de elektronische krant, de 'databank', aan elektronische tele-onderwijsmachines met vraag- en antwoordspel (d.w.z. een zekere discussiemogelijkheid), elektronisch inkopen door de huisvrouw, enz.

In elk van de genoemde categorieën zijn vernieuwingen mogelijk en te verwachten. In de categorie 'conversatiestelsels' staat de beeldtelefoon te dringen. Vraagt de telefoon een bandbreedte van bruto 4 kHz (300 ... 3400 Hz), de AT&T zal in 1970 de beeldtelefoonfaciliteit met een videobandbreedte van 1 MHz aan het Amerikaanse publiek beschikbaar stellen. Het systeem is ontworpen op het gebruik van 3 aderparen in een symmetrische kabel voor de lokale aansluiting; de kosten zullen vermoedelijk 3 à 4 maal die van een telefoonaansluiting bedragen. De Europese PTT's zullen – gezien dit Amerikaanse voorbeeld – wellicht binnenkort voor belangrijke toekomstbeslissingen worden gesteld in verband met de inrichting van lokale kabelnetten.

Het computerverkeer zal in de komende jaren om meer en meer datatransmissievoorzieningen vragen. Vooral ook om de bestaande telefooncircuits met een bandbreedte van netto 3100 Hz daarvoor te benutten zal het datatransport in de naaste toekomst niet met tweewaardige, maar wellicht zelfs met 32-waardige signalen plaatsvinden. Een merkwaardige stap terug in de richting van het analoge signaal! Dat een en ander met de nodige geboorteweeën gepaard gaat bewijst een recente uitspraak van F.C.C.-commissioner *Johnson* in Electronics, oktober 1969: 'The telephone company (bedoeld is AT&T) has failed to adequately anticipate and prepare for the present and future demand for communication service for computers'.

Bij de distributiestelsels zijn op zo mogelijk nog groter schaal vernieuwingen te verwachten; vooral in de omroepsector is er een hele scala van uitbreidingen mogelijk, waaruit – gezien de beperktheid van de financiële middelen – gekozen moet worden. Ik denk aan de verlangens van Neerlands randstadbewoners naar continue relayering van buitenlandse televisieprogramma's, aan de vraag naar regionale en lokale omroep, aan het in diverse Europese landen reeds op gang komende omroeponderwijs, aan universitaire omroep, aan televisiedistributiesatellieten en zelfs aan de directe satelliet-huiskamer televisie. Ook hier hangen donkere wolken aan de horizon: in Amerika, dat ons in veel van deze problemen voorgaat, zegt dezelfde Johnson: 'Any elected official in this country who is running from a district that is preponderantly covered by one or a few vhf television-stations simply must look to the owners of those stations as his principal constituents. I think this is dangerous'.

Politici met belangen in of contacten met deze vhf-stations zullen inderdaad weinig waardering koesteren voor een satelliettelevisie waarbij hun invloed verloren zou gaan. Uiteraard liggen deze zaken in Europa wat anders. Maar indien we alleen maar naar het nog steeds onopgeloste nationale versus regionale omroepvraagstuk in ons land kijken vergaat ons toch de lust

tot lachen. Ik zwijg nu maar over de ietwat verder weg liggende ideeën als de elektronische krantenbibliotheek of 'databank', die overigens ook wat meer tot de tussenvormen behoren.

Voor het bereiken van èn de groeiende categorie van draagbare ontvangtoestellen èn de verspreid wonende bevolking in ons land – ca. 50% naar onze huidige maatstaven – zal een blijvend gebruik van de ether of, technisch uitgedrukt, de radioweg noodzakelijk zijn. Gezien de toenemende congestie in de ether in het sub-microgolfbereik zal het gebruik van microgolven voor omroepdistributie ernstig moeten worden overwogen en dan ook op de in 1971 te houden 'World Administrative Conference' onder auspiciën van de ITU (International Telecommunication Union) aan de orde komen. Ook zullen modulatiemethoden en antennetypen moeten worden toegepast die een optimaal gebruik van de ether toelaten; dit behoeft niet steeds tot een extreem bandbesparende modulatiemethode als de zgn. enkelzijbandmodulatie te leiden. Er zal zoveel mogelijk van multiplexsystemen gebruik gemaakt moeten worden; naast de frequentie- en tijdmultipelsystemen zal ongetwijfeld ook codemultipeling worden toegepast.

In onze grote steden, waar de bebouwing de etherontvangst in toenemende mate zal gaan belemmeren, zal kabeldistributie aangewezen zijn: een goed gebalanceerd kabelnet in de grote steden, op meer dan één enkele communicatietoepassing toegesneden en liefst in één technische hand gehouden, is daarbij mijn vrome wens.

Nog één opmerking. Tot voor kort kon men staande houden dat telefonie – en wel commerciële telefonie – de financiële kurk was waar de gehele telecommunicatieontwikkeling op dreef. Indien men echter thans naar de investeringsbedragen in de conversatiestelsels per abonnee en in de distributiestelsels per bestemming gaat afwegen ziet men een snel verschuivende balans. In veel huishoudingen zal de som van investeringen in radio-ontvangtoestel, televisie-ontvangtoestel, bandrecorder, stereo-uitrusting (en eventueel kleurentelevisie-ontvanger) de investering die door PTT per telefoonaansluiting moet worden gedaan (3 à 4000 gulden), te boven gaan.

3. Instelling ten aanzien van de toekomst

Het bedrijven van futurologie is een erkend hachelijke onderneming, en dat niet alleen in α-aangelegenheden. Ook op het terrein der zgn. exacte wetenschappen, ja ook op technisch gebied en daarmede op het terrein der telecommunicatietechniek, dat in deze uiteenzetting aan de orde wordt gesteld, is vooruitzien moeilijk.

Men kan futurologie bedrijven 'à la Jules Verne', een wijze van bedrijven die bepaaldelijk allure heeft. Vooruitdenkers als *Jules Verne* hebben waarschijnlijk niet alleen in brede kring de menselijke geest voorbereid en rijpgemaakt voor de komende technische ontwikkelingen, maar ook door het op zo indringende wijze overdragen van hun visioenen het menselijk vernuft in een bepaalde richting gestuwd en gescherpt en zo een toekomst van een zeer bepaald type dichterbij gehaald.

Men kan ook te werk gaan als *Arthur Clarke*, de man die in 1946 op de mogelijkheden van ruimtecommunicatie wees. Er was in die tijd nog geen enkel ruimtevoertuig gelanceerd, maar Clarke was wel op de hoogte van de ontwikkeling in de raketten-techniek: hij deed toen één koene gedachtenstap vooruit.

Tenslotte kan men vooruitzien als de nuchtere ingenieur die een zeer concrete taak aanvat met als uitgangspunten – enerzijds – de resultaten van een behoefte-analyse en – anderzijds – de technische stand van zaken van dit ogenblik, misschien alleen als kleine extrapolatie onderstellende dat een aantal zaken die zich nog in het laboratoriumstadium bevinden binnen de gevraagde realiseringstijd van het project fabricagerijp zullen blijken. Persoonlijk geloof ik dat de systeemingenieur bij de laatste handelwijze te kort schiet en te kort doet aan de geschetste medeverantwoordelijkheid tegenover de gemeenschap.

Voor datgene wat Jules Verne zag is een visionair vermogen vereist dat vrijwel geen ingenieur – steller dezes incluis – zal vermogen op te brengen en in het algemeen ook niet zal behoeven op te brengen, al was het alleen maar om de simpele reden dat de visioenen van Jules Verne voor een belangrijk deel zaken betroffen die in zijn eigen leven niet meer tot realisering of bruikbaarheid kwamen.

Ik ben echter wel van mening dat het bezit van een beetje meer 'Arthur Clarke-mentaliteit' voor de doorsnee-ingenieur geen kwaad zou kunnen. Hiermee bedoel ik niet dat iedere ingenieur geroepen zou zijn voortdurend de horizon af te speuren naar de grootste concepten als ruimtecommunicatie, maar wel dat in het bijzonder de systeemingenieur zich niet zo maar mag verlaten op 'bestaande behoeften'. Ten eerste wegens de simpele reden dat nieuwe verbeterde technische oplossingen behoeftestimulerend werken. Het is overbekend dat bijv. de aanleg van de transatlantische telefoonkabels met hun uitstekende spraakkwaliteit de verkeersomvang sprongsgewijs deed stijgen. Doch vervolgens ook omdat het in gebruik komen van nieuwe signaaltypen – zoals zwart-wit televisiesignalen, kleurentelevisiesignalen, computertaalsignalen, enz. – een niet bekende, noch objectief te prognostiseren behoefte aan transmissiewegen tot gevolg heeft.

Hier is een futurologisch inleven in de nieuwe situatie broodnodig.

Immers – en dat lijkt me van uiterste importantie te zijn – indien de kwaliteit van een technische oplossing de behoefte stimuleert (dan wel geheel nieuwe behoeften creëert) heeft de systeemingenieur een directe beïnvloedingsmogelijkheid van de samenleving in de hand. Hier, zou men kunnen zeggen, komt het gevaar van een, dit keer letterlijk te nemen, technocratie – een veel misbruikt begrip – om de hoek kijken.

Vrijwel geen ingenieur beweegt zich echter op dit grensgebied van technische systemen enerzijds en het totaal van de samenleving anderzijds, zodat het gevaar van een zodanig opzettelijke 'kapitein Nemo-achtige' technocratie nagenoeg alleen in de science fiction literatuur aan de orde komt. Zeer reëel is echter het gevaar dat ontstaat door de *onthouding* van de technicus: de kans dat bepaalde niet-technisch-wetenschappelijke belangengroepen, van welke aard dan ook, zich van de door hem ontwikkelde systemen meester maken is veel groter. En dat is ècht gevaarlijk, zoals Johnson zegt. Waar ik dan ook voor wil pleiten is dit, dat de technicus – in het bijzonder de telecommunicatie-ingenieur – zich niet onthoudt van een studie van behoeftestimulatie en behoeftecreatie, maar zich integendeel met de deskundigen van andere disciplines opmaakt om te geraken tot oplossingen die naar zijn en hun beste weten de gemeenschap dienen. Ik wil met een ernstige waarschuwing eindigen om het belang van de zaak te onderstrepen: de 'atoombomles' was een harde les, maar schudde heel wat gewetens wakker. Wat echter te denken van de mogelijkheid van een 'communicatieles', die geen gewetens meer overlaat?

Verbetering

In formule (30) van het artikel van ir. H. W. F. van 't Groenewout: 'Een gegeneraliseerde Schlömilchreeks' 'De Ingenieur' 1970, nr. 5, blz. ET 19) dient driemaal voor de exponent $\nu-\frac{1}{2}$ te worden gelezen: $2n + \nu-\frac{1}{2}$.

Boekennieuws

Minimum-phase in sampled-signal theory
Proefschrift ir. A. J. Berkhout

In dit proefschrift – waarop ir. A. J. Berkhout op woensdag 4 februari jl. met lof aan de Technische Hogeschool Delft promoveerde – geeft de auteur een verslag van een theoretisch onderzoek naar de minimumfase-aspecten van bemonsterde signalen, die complex en van oneindige duur mogen zijn.

Allereerst worden fundamentele eigenschappen behandeld van tijdfuncties met beperkte bandbreedte, bemonsterde tijdfuncties en eigenschappen van de z-transformatie. De definitie van de minimumfase-eigenschap van een signaal wordt gegeven door zowel het signaal als zijn frequentie-inverse te beschouwen. Er wordt bewezen dat er maximaal één minimumfase-signaal bestaat met een gegeven amplitudespectrum. Eigenschappen van het minimumfase-signaal worden afgeleid.

Een kwantitatieve maat voor signaallengte wordt gedefinieerd d.m.v. een aantal momenten t.o.v. de tijdoorsprong. In het bijzonder wordt bewezen dat van alle eenzijdige signalen (signalen, voorgesteld door een tijdfunctie $f(t)$ waarvoor $f(t) = 0$ voor $t < 0$) met identieke amplitudespectra het minimumfasesignaal minimale lengte heeft.

Het minimumfase-signaal speelt een belangrijke rol in de theorie van het inverse-filteren volgens de methode van de kleinste kwadraten. De consequenties hiervan worden nader onderzocht met een uitbreiding van de Wiener-Hopf-techniek. Met behulp van de theorie van het inverse-filteren volgens de methode van de kleinste kwadraten wordt een minimumfasecriterium afgeleid voor signalen van eindige en oneindige duur. Een onmiddellijk gevolg hiervan is dat een nieuwe interpretatie wordt gegeven van de stabiliteitsvoorwaarden van *Schur* en *Cohn*.

Tenslotte wordt het signaal van 'minimale gecompliceerdheid' geïntroduceerd. Door de overeenkomst van het begrip 'gecompliceerdheid' in het tijdgebied en fase in het frequentiegebied worden eigenschappen van het minimumfase-signaal vertaald in eigenschappen voor het signaal met 'minimale gecompliceerdheid'.

Varia

Conferentie 'Earth Station Technology', 14 ... 16 oktober 1970, Londen

Deze conferentie wordt georganiseerd door het 'Institution of Electrical Engineers (IEE)' in samenwerking met het 'Institution of Electronic & Radio Engineers' en het 'Institution of Electrical & Electronics Engineers'. Zij wordt gehouden in het gebouw van de IEE, Savoy Place, London WC2.

De conferentie beoogt een overzicht te geven van de internationale operationele ervaring die met de huidige generatie van grondstations en met de bestaande communicatiesatelliet-systemen is opgedaan. Het programma zal de volgende onderdelen bevatten:
- The interaction between satellite parameters and earth station characteristics
- Earth station configuration
- Electrical, mechanical and structural aspects of earth station aerials
- Aerial feed systems
- High-power transmitters
- Low-noise amplifiers
- Modems, frequency-conversion equipment, monitoring and control
- Operational and reliability aspects

Voor nadere inlichtingen wende men zich tot: Manager of the Conference Department, IEE, Savoy Place, London WC2.

Conferentie 'Trunk Telecommunications by Guided Waves', 29 september ... 2 oktober 1970, Londen

Deze conferentie, die wordt georganiseerd door het 'Institution of Electrical Engineers (IEE)' in samenwerking met het 'Institution of Electrical & Radio Engineers' en het 'Institution of Electrical & Electronics Engineers', beoogt een overzicht te geven van de stand van zaken, van de problemen en van de vooruitzichten op het hierboven aangegeven gebied.

De volgende onderwerpen zullen o.a. aan de orde komen:
- Systeemaspecten
- Modulatie- en multiplexertechnieken
- Installatie en fabricage van apparatuur
- Meettechnieken
- Componenten

Voor nadere inlichtingen wende men zich tot: Conference Department, IEE, Savoy Place, London WC2.

FIAREX 70, 12 ... 16 oktober 1970, Amsterdam

Op genoemde data wordt voor de vierde maal de tweejaarlijkse FIAREX-tentoonstelling in het RAI-gebouw te Amsterdam gehouden; de organisatie berust bij de Stichting Firato.

Tijdens de tentoonstelling zullen in het Internationaal Congrescentrum RAI symposia en lezingen op het gebied van de elektronica worden gehouden. Voor nadere inlichtingen wende men zich tot: Secretariaat FIAREX, Minervalaan 82, Amsterdam, tel.: (020) 739795.

Uit het NERG

Administratie van het NERG: Postbus 39, Leidschendam.
Giro 94746 t.n.v. penningmeester NERG, Leidschendam.
Secretariaat van de Examencommissie-NERG: van Geusaustraat 151, Voorburg.

Ledenmutaties

Nieuwe adressen van leden

Ir. H. Allaries, Burg. van Oerslaan 10, Oosterhout (N.B.).
C. G. Wouters, Suzannaland 456, Den Haag.